re

radioelektronik

5 '85

miesięcznik
elektroników
radioamatorów
i krótkofalowców

WYDAWNICTWO NOT SIGMA

PL ISSN 0137 6802

OGŁOSZENIA

Ogłoszenia drobne (do 50 słów) w cenie 30 zł za słowo przyjmuje Dział Ogłoszeń i Reklamy WCiKT SIGMA, ul. Bartycka 20, 00-716 Warszawa, tel. 40-30-89 od 9–15. Za treść ogłoszeń redakcja nie odpowiada



COLOR TEST

Jest lokalizatorem uszkodzeń przeznaczonym do odbiorników czarno-białych i kolorowych systemu SECAM oraz odbiorników radiowych i wzmacniaczy m.cz. Mogą się nim posługiwać zarówno profesjonaliści jak i amatorzy.
Sygnał z COLOR-TESTU przyłożony do w.cz., p.cz. i detektorów AM/FM w OTV daje fonię oraz wizję w postaci 12 pasów poziomych.
W OTVC pasy poziome są czarno-czerwone lub czarno-niebieskie, także z wejścia dekodera.
W OR i wzmacniaczach m.cz., także hi-fi, daje z każdego punktu sygnał fonii.

Dane techniczne

Częstotliwość regul.: od 3,7 do 5,4 MHz
Użytkowe harmoniczne: 650 Hz...500 MHz
Poziom wyjściowy: 2 V/75 Ω
Wymiary: 9×7×3 cm
Zasilanie: 4,5 V/30 mA
Wyposażenie: przewody, instrukcja, schemat.
Cena w 1985 r. 2000 zł

Poza tym POLECAMY

FONO-TEST generator radiowy sygnału fonii
Użytkowe harmoniczne od 1 kHz do 30 MHz
Cena w 1985 r. 950 zł

GTV-0/2 do regulacji obrazu w OTVC, dający w całym III pasmie TV testy: kraty, kropek, gradacji, bieli, tła
Cena w 1985 r. 14 000 zł

Przepraszamy za opóźnienia w realizacji wersji GTV-0/2C z koderem oraz samego kodera KS-1

Przyrządy wykonujemy na zamówienie. Wysyłka pocztą. Płatne przy odbiorze.
W przypadku niezrealizowania zamówienia w terminie 30 dni, wysyłamy informacje, także w razie zmiany ceny.
Roczna gwarancja. Instrukcja obsługi.

ELTEST

81-605 Gdynia skr. pocz. 89
ul. Słoneczna 64, tel: 24-39-96



Radioelektronik

MAJ 1985 ● ROCZNIK XXXVI (72)

5 '85

Adres: Redakcja „Radioelektronik" ul. Nowowiejska 1, 00-643 Warszawa, Tel. 25-29-85

KOLEGIUM REDAKCYJNE: redaktor naczelny – prof. dr inż. Andrzej Sowiński, z-ca red. nacz. – inż. Janusz Justat, sekretarz redakcji – Eugenia Grudzińska; redaktorzy działów: inż. Zenon Budynek, mgr inż. Tadeusz Górnicki, dr inż. Michał Nadachowski, inż. Zdzisław Tkaczyk, inż. Jerzy Węglewski SP5WW, doc. mgr inż. Aleksander Witort

Redaktor techniczny – Henryk Wieczorek. **Sekretariat** – Ewa Serocka
Laboratorium: mgr inż. Leszek Halicki, Sławomir Grass

Artykułów nie zamówionych nie zwracamy.
Zastrzegamy sobie prawo skracania i adiustacji nadesłanych materiałów

Opisy urządzeń i układów elektronicznych oraz ich usprawnień, zamieszczone w „Radioelektroniku", mogą być wykorzystywane wyłącznie do własnych potrzeb. Wykorzystywanie ich do innych celów, zwłaszcza do działalności zarobkowej, wymaga zgody autora opisu.

Przedruk całości lub fragmentów publikacji zamieszczonych w „Radioelektroniku" jest dozwolony po uzyskaniu zgody redakcji.

SIGMA *WYDAWNICTWO CZASOPISM I KSIĄŻEK TECHNICZNYCH*
PRZEDSIĘBIORSTWO NACZELNEJ ORGANIZACJI TECHNICZNEJ

Prenumerata: kwartalna 150 zł, półroczna 300 zł, roczna 600 zł. Informacji o warunkach prenumeraty udzielają miejscowe oddziały RSW „Prasa-Książka-Ruch" oraz urzędy pocztowe.



Druk: Zakłady Graficzne „Dom Słowa Polskiego" w Warszawie. Zam. 843/CD Nakład 200 000 egz. Ark. druk 4,5. Cena 50 zł. Skład techniką fotograficzną. Numer zamknięto 1985.04.16. N-13

Segmentowy zestaw telewizyjny. Od czasu wprowadzenia stereofonii do telewizji i zapisu hi-fi do magnetowidów, również sprzęt telewizyjny zaczyna przybierać formę zestawu modułowego. Można go wówczas połączyć z dobrej klasy wzmacniaczem małej mocy i kolumnami głośnikowymi zestawu elektroakustycznego. Firma ITT opracowała odpowiadający tym tendencjom model „Tricon" (fot. niżej), który zawiera kolorowy monitor



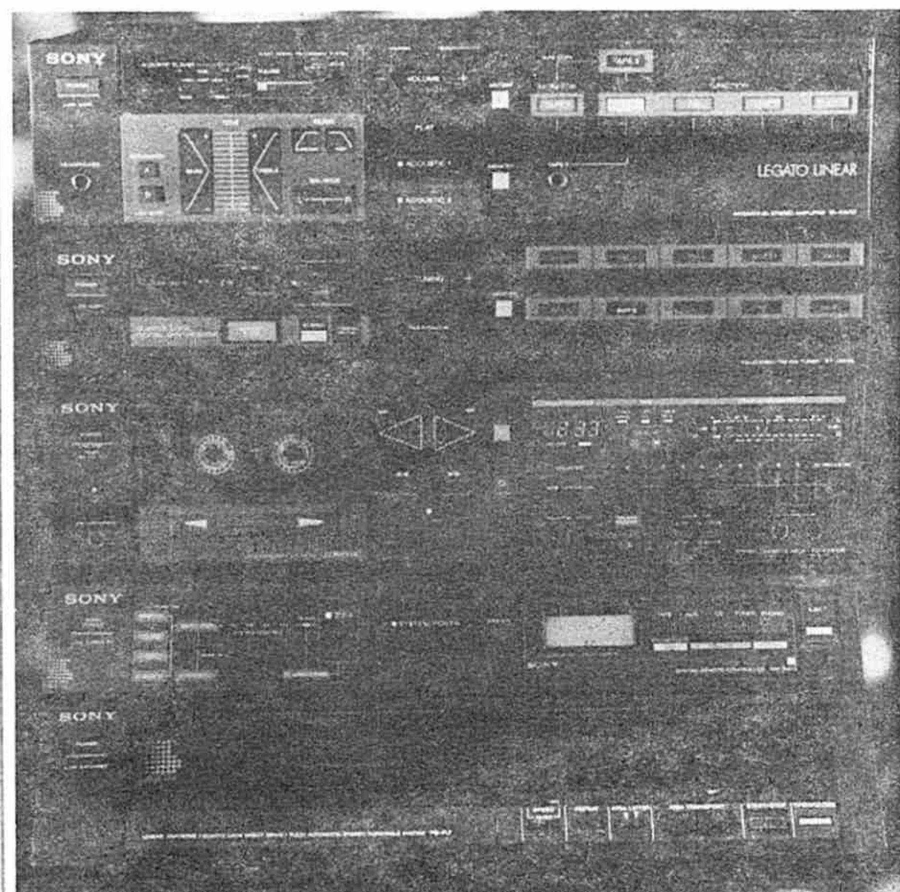
7080 i stereofoniczny tuner telewizyjny hi-fi 7070. Tuner TV współpracuje z magnetowidem, kamerą telewizyjną i dyskowidem, jak również ze zharmonizowanym zestawem hi-fi. Na zdjęciu przedstawiono trzy moduły zestawu elektroakustycznego. Całość jest zdalnie sterowana za pomocą podczerwieni. Sygnał zdalnego sterowania przetwarza tzw. „Procesor AV". Wszystkie segmenty są wyposażone w 11-kontaktowe wtyki i gniazda, tak że połączenie między wszystkimi częściami składowymi zestawu następuje samoczynnie, przy ustawieniu ich zarówno jeden segment na drugim, jak i obok siebie. Odbiornik sygnałów zdalnego sterowania znajduje się w przedwzmacniaczu, z którego wyprowadzane są rozkazy do poszczególnych segmentów. Całość jest zasilana za pomocą jednego kabla sieciowego.

Zestaw Session 410 RM firmy Sony jest urządzeniem o znakomitej „przejrzystości" ergonomicznej, zaprojektowanym z „rozmachem" charakterystycznym dla producentów japońskich (fot. obok). Moc 2×60 W. Dowolną funkcję urządzenia włącza się jednym przyciskiem. Zestaw jest zasilany jednym przewodem zasilającym. Urządzenie, zdalnie sterowane, jest wyposażone w programator czasowy (timer). W magnetofonie zastosowano „Auto-Reverse" zarówno do nagrywania jak i odtwarzania oraz zegar, który wskazuje czas rzeczywisty, a ponadto może poinformować, jaką ilością czasu dysponuje użytkownik do końca nagrywanej taśmy. Układ AMSS* umożliwia szybkie wyszukanie wybranej melodii przez przeliczenie przerw między nagraniami, jak również automatyczne przeszukiwanie nagrań z odtwarzaniem kilkusekundowym każdego utworu. Tuner zawiera 10 przycisków dla stacji wstępnie zaprogramowanych oraz umożliwia elektroniczne przeszukiwanie zakresów. Gramofon, umieszczony najniżej zestawu, co jest wygodne w jego obsłudze, jest sterowany kwarcem. Wszystkie funkcje są uruchomiane przyciskami o małym skoku i małej sile nacisku. Informacje o natężeniu głosu, zrównoważeniu kanałów i regulatorze barwy są przedstawiane w postaci cyfrowej na displeju. Wybrane wartości parametrów mogą być zarejestrowane w pamięci, zaś odpowiadające im właściwości dźwiękowe audycji przywołane na żądanie za pomocą odpowiedniego przycisku. Cena urządzenia w RFN wynosi 2998 DM.

* Automatic Music Select System

Prezydent f-my Sony za systemem 8 mm. System magnetowidowy 8 mm, którego rozwój, początkowo powszechnie popierany, a obecnie przebiega znacznie wolniej, był przedmiotem wypowiedzi prezydenta japońskiej firmy Sony, Nario Ohga, który stwierdził, że „kamkordery" 8 mm (kamera + rekorder) będą podstawą nowej generacji kamer z wbudowanymi mgnetowidami. Zaletą nowego systemu jest o 1/3 węższa taśma, która umożliwia dalszą miniaturyzację sprzętu. Na razie Sony nie sprzedaje urządzeń systemu 8 mm, choć np. produkuje „kamkordery" 8 mm dla firmy Fuji Photo, która go sprzedaje pod własną marką. Obecnie jest już opanowana technika umożliwiająca nagrywanie na jednej kasecie 8 mm zapisu, o czasie trwania 1 h, zaś firma Kodak twierdzi, że w 1985 r. będzie można w USA kupić już taśmę do zapisu dwugodzinnego, produkcji znanej firmy TDK.

Sieć światłowodowa we Francji. Pierwszy etap budowy krajowej sieci światłowodowej we Francji dobiega końca. Sieć przeznaczona jest dla prywatnych abonentów na zasadzie abonamentu. Właściciel, przedsiębiorstwo państwowe PTT, spodziewa się w tym roku 1 miliona abonentów. Jednym z podstawowych programów przesyłanych tą siecią są audycje telewizyjne sąsiednich krajów uży-



wających języka francuskiego. Ponadto telewizja francuska wylansowała za pomocą sieci światłowodowej dodatkowy program nazwany „Canal Plus", który będzie nadawał przez 24 godz. na dobę, na zasadzie oddzielnej opłaty (Pay-TV), filmy, koncerty i widowiska sportowe. Opłata wynosi 100 fr/mies. Francuska sieć światłowodowa jest zbudowana w formie rozgałęzień gwiaździstych, rozchodzących się od central połączonych między sobą. Główne kable transmisyjne zawierają po 80 włókien, zaś rozgałęzienia gwiaździste po 10 włókien. Główne węzły połączone liniami transmisyjnymi będą zawierać obok centrali przełączeniowych, antenę do odbioru telewizji satelitarnej, magnetowidy, dyskofony i stanowiska wideotekstu. Uważa się, że dzięki zbudowaniu sieci światłowodowej w kraju, przemysł telekomunikacyjny zyskał doświadczenie, które umożliwi mu zdobycie znacznej części rynku międzynarodowego w tej dziedzinie pod koniec lat 80-tych.

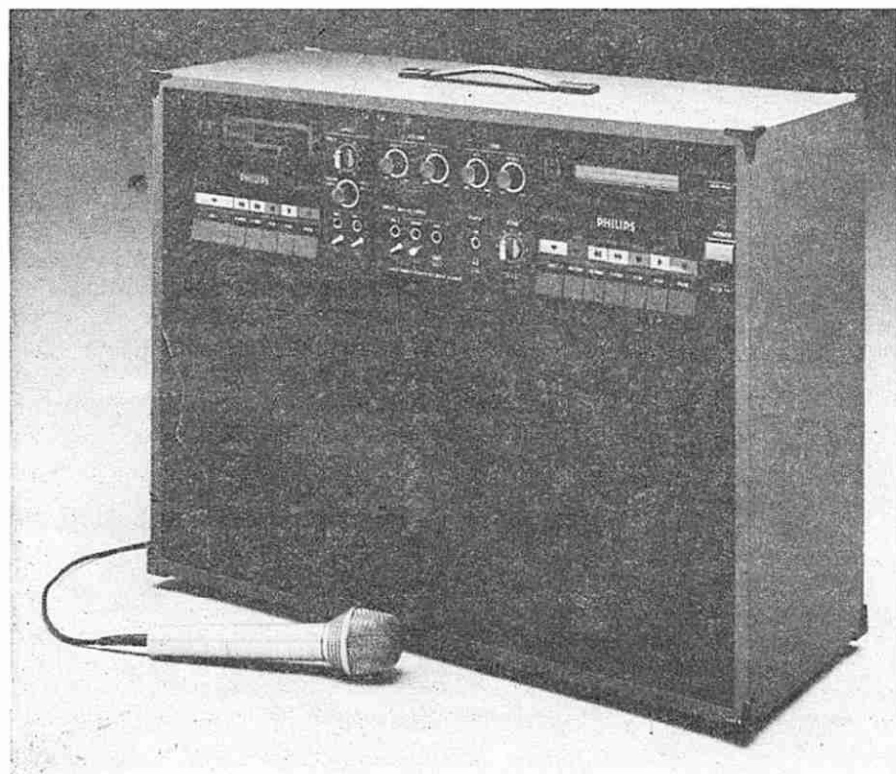
Przenośny mikser ze wzmacniaczem o mocy 50 W. Pożyteczne, niewielkie (55×44×21 cm) i lekkie (8,5 kg) urządzenie przenośne, służące pomocą zarówno na wykładach, odczytach jak i koncertach amatorskich, skonstruowano w firmie Philips (fot. niżej). Zawiera ono w jednej obudowie wzmacniacz o mocy 50 W wmontowany w kolumnę głośnikową, magnetofon z dwoma mechanizmami i pulpit mikserski. Magnetofon ma zmienną nastawną prędkość odtwarzania, co umożliwia różnego rodzaju efekty akustyczne. W skład zestawu wchodzi również układ sztucznego echa z regulowanym czasem pogłosu. W mikserze znajdują się wejścia dla mikrofonów, gitary i elektrycznych organów. Kolumna głośnikowa zawiera trzy głośniki: nisko, średnio i wysokotonowy. Producent nazwał model: „Sound-Mixer Booster D 6650 MK II".

Maszyna do pisania sterowana głosem. Jedna z najpoważniejszych firm zajmujących się zastosowaniem głosu, jako interfejsu między człowiekiem i maszyną, Kurzweil Applied Intelligence zapowiada, że w 1986 r. wprowadzi na rynek maszyny do pisania sterowane głosem. KAI opanowała już metodę odczytu dowolnego tekstu za pomocą głosu syntetycznego z zupełnie znośną intonacją. Również syntezery muzyczne KAI reprodukują dźwięk o takiej naturalności, że nawet wprawne ucho nie może odróżnić produkowanej za ich pomocą muzyki od brzmienia instrumentów. Jednakże sprawa rozumienia i pisania słów dyktowanych jest bardziej skomplikowana. Kurzweil podszedł do tego zagadnienia w zupełnie inny sposób, niż inni badacze. Mianowicie, maszyna KAI posłuszna głosowi używa algorytmów naturalnego języka, aby zrozumieć sens słów. Dzięki temu udało się radykalnie ograniczyć astronomiczną liczbę jednoczesnych obliczeń niezbędnych do rozpoznania sensu każdego z 10 tys. haseł słownika. Program KAI opiera się na identyfikacji każdego słowa z uwzględnieniem kontekstu zdania. Na przykład, jeśli maszyna słyszy „kładę się do", to słysząc następne słowo napisze „łóżka", a nie „uszka", choć oba słowa ma zapisane fonicznie w swej pamięci, a przecież ich wymowa nie musi być wyraźnie zróżnicowana. W języku angielskim jest wiele takich słów, które wymawia się dokładnie jednakowo, a znaczą zupełnie co innego, jak np. „for" i „four". Badania nad naturalnym interfejsem są bardzo kosztowne i finansuje je wiele firm, które zebrały na ten cel dla KAI do połowy 1984 r. 6,25 mln dol.

Domowy magnetyczny rejestrator cyfrowy. Firma Compasonic z Nowego Jorku przedstawiła na wystawie Consumer Electronic Show '84 pierwszy rejestrator dźwięku, który dokonuje zapisu wysokiej klasy sygnału fonicznego w formie cyfrowej na specjalnej dyskietce. Jej pojemność wynosząca 3,3 Mbajta umożliwia zapis muzyczny o czasie trwania 1 h. Jeden dysk kosztuje 6 dolarów. Dyski z zapisem będą odpowiednio droższe. Rejestrator o symbolu DSP–1000 jest przystosowany do współpracy z komputerem osobistym firmy IBM (IBM-PC). Wówczas dysk może służyć jako wysokowydajna pamięć danych. Model ma się znaleźć na rynku w 1985 r. Jego cena wyniesie 1200 dol. Przy większych seriach może się obniżyć do 400 dol.

Radarowa kontrola nawierzchni dróg. W stanie Texas (USA) wypróbowano nowe zastosowanie radaru pracującego w zakresie 7 GHz (mikrofale). Mianowicie, dzięki „oświetleniu" nawierzchni drogi za pomocą anteny radarowej zainstalowanej na pojeździe, można było dzięki falom odbitym zapisać i łatwo zinterpretować sygnały, uzyskując informację o stanie drogi. Interpretacja dotyczy zarówno widocznej powierzchni drogi, jak i jej warstw głębszych. Obecnie tak gruntowne zbadanie stanu drogi wymaga kosztownych wierceń i długiego czasu. Nowe urządzenie nazwane „Rodar" ma być produkowane przez firmę Gulf Applied Radar Inc w Houstonie.

Komputer „rozumiejący" po chińsku. Użytkownicy komputera przeprowadzają z nim dialog posługując się klawiaturą alfanumeryczną. Dla użytkowników, których pismo ojczyste odbiega daleko od znaków alfanumerycznych, metoda ta jest kłopotliwa. Szczególnie tracą na tym programiści chińscy, którzy mają do czynienia z najbardziej skomplikowanymi znakami pisarskimi na świecie. Taiwańska firma Multitech przyszła im obecnie z pomocą opracowując model komputera, który przyjmuje rozkazy w języku chińskim posługując się typową klawiaturą. Mianowicie, każdy znaczek pisma chińskiego jest wytwarzany przez komputer z elementów składowych, których łącznie jest tylko 32. Dzięki nowemu programowi można utworzyć i odtworzyć na ekranie 22 tys. chińskich znaków pisarskich i za ich pomocą sterować komputerem. Nowo opracowany terminal otrzymał nazwę SMOK.



Amatorskie zespoły głośnikowe (1)

mgr inż. ALEKSANDER WITORT

Konstruowanie zespołów głośnikowych we własnym zakresie cieszy się dużą popularnością. Motywem mogą być względy ekonomiczne, trudność nabycia odpowiedniego zespołu głośnikowego, bądź chęć skonstruowania urządzenia spełniającego specjalne wymagania. W artykule są przedstawione najważniejsze informacje o głośnikach, obudowach akustycznych i filtrach elektrycznych oraz o zasadach konstruowania zespołów głośnikowych. Podano również kilka przykładowych rozwiązań.

Problem udoskonalania zespołów głośnikowych jest wciąż bardzo aktualny. Wiele firm wytwarzających sprzęt elektroakustyczny przeznacza duże środki na ten cel. Postęp w elektronice i fonografii zmusza do zwrócenia szczególnej uwagi, na parametry ostatniego ogniwa toru elektroakustycznego, jakim są zespoły głośnikowe, przetwarzające sygnały elektryczne w dźwięki.

Badania są prowadzone przede wszystkim w zakresie: materiałów i technologii wytwarzania membran, materiałów magnetycznych, cewek drgających odpornych na wysoką temperaturę i sposobów ich chłodzenia oraz materiałów i kształtów obudów akustycznych.

Nowym problemem jest coraz to większa moc składowych sygnału odpowiadających wysokim tonom, występująca w zapisie wielu utworów muzycznych. Wymaga to stosowania głośników wysokotonowych o większej mocy i wytrzymałości termicznej. Wzmacniająco-głośnikowy zespół wykonany z najlepszych w świecie głośników i wysokiej jakości materiałów, wraz z kilku wzmacniaczami o łącznej mocy 400...1000 W, zapewniający nie zniekształcone przetwarzanie sygnałów, przy wielkim natężeniu dźwięku, kosztuje tyle co samochód. Producenci zdają sobie sprawę z tego, że nie tędy wiedzie droga zaopatrzenia szerokiego kręgu odbiorców w dobrej jakości zespoły głośnikowe. W związku z tym ich wysiłek badawczy zmierza również do kompromisów polegających na racjonalnym wyborze wartości parametrów jakościowych i poszukiwania względnie tanich rozwiązań.

Zakłady Wytwórcze Głośników Tonsil, nasz wielki jedyny producent głośników, wytwarza kilkanaście typów zespołów głośnikowych o mocy od 20 W do 120 W, opartych na własnych produkowanych masowo głośnikach. Zespoły te, spośród których kilka typów spełnia wymagania norm na sprzęt hi-fi, mogą zaspokoić wymagania większości słuchaczy. Niestety, dostawy tych zespołów na rynek wewnętrzny nie są dostateczne i od dłuższego czasu są one towarem bardzo poszukiwanym. Sprzyja to podejmowaniu, przez wielu amatorów dobrej muzyki, trudu gromadzenia materiałów i głośników w celu skonstruowania zespołu głośnikowego we własnym zakresie. Tym właśnie amatorom mogą się przydać informacje i wskazówki zawarte w niniejszym artykule.

GŁOŚNIKI

Głośniki przeznaczone do zastosowania w domowych zespołach głośnikowych można podzielić na:

- niskotonowe, przeznaczone do przenoszenia sygnałów o częstotliwości do 1500 Hz;
- nisko-średniotonowe, przeznaczone do przenoszenia sygnałów o częstotliwości do 4000...5000 Hz;
- średniotonowe, przeznaczone do przenoszenia sygnałów o częstotliwościach od 400...1000 Hz do 5000...8000 Hz;
- wysokotonowe, przeznaczone do przenoszenia sygnałów o częstotliwości od 4000...6000 Hz do 15...20 kHz.

Wszystkie te głośniki mają membranę związaną z cewką poruszającą się w silnym polu magnetycznym wytwarzanym przez magnes trwały, w pierścieniowej szczelinie. Głośniki mogą być otwarte, wyposażone w membranę stożkową lub kopułkową, bądź zamknięte – tubowe. W tych ostatnich membrana porusza się w komorze połączonej ze środowiskiem poprzez tubę.

W zespołach domowych używa się głównie głośników otwartych. Niekiedy są stosowane wysokotowe głośniki tubowe. Poza wyżej wymienionymi rodzajami głośników należy wyróżnić jeszcze następujące:

- głośniki normalnopasmowe, przeznaczone w zasadzie do odbiorników radiofonicznych i gramofonów, które stosuje się czasami (zastępczo) i w zespołach głośnikowych;
- głośniki szerokopasmowe, skonstruowane tak, aby przenosiły sygnały o częstotliwości od 50...80 Hz do 10...14 kHz;
- głośniki przeznaczone do zespołów głośnikowych estradowych i innych specjalnych.

Dane techniczne głośników wytwarzanych przez ZWG Tonsil, przydatnych do konstruowania zespołów głośnikowych, zostały podane w tablicy.

Głośniki Tonsil mają symbole, których znaczenia są następujące: GD – głośnik dynamiczny, N – niskotonowy, M – średniotonowy, W – wysokotonowy, S – szerokopasmowy, K – kopułkowy, T – tubowy oraz liczbę w liczniku ułamka, określającą znamionową średnicę głośnika, liczbę w mianowniku ułamka – moc znamionową, trzecią liczbę – rodzaj wykonania (odmiana). Poza tym jest podawana wartość impedancji znamionowej głośnika w omach.

Moc głośnika (znamionowa) podana w tablicy nie jest mocą sygnału sinusoidalnego, lecz sygnału szumowego (szum biały), ukształtowanego odpowiednim filtrem w taki sposób, że są uwydatnione składowe o częstotliwościach zawartych w paśmie 20...1000 Hz. Składowe odpowiadające tonom wysokim są silnie osłabione (patrz nr 3/85).

Moc głośników średniotonowych i wysokotonowych jest określona w ten spobó, że mierzy się moc znormalizowanego sygnału szumowego, przy doprowadzaniu do głośnika tylko części tej mocy, wobec zastosowania określonego filtru środkowoprzepustowego bądź górnoprzepustowego, w założeniu takiego jak filtr w zespole głośnikowym, do którego dany głośnik jest przeznaczony. Podawana moc znamionowa jest więc raczej mocą zespołu głośnikowego niż głośnika. Faktyczna moc, którą „wytrzymuje" głośnik przez dłuższy czas jest wielokrotnie mniejsza.

Pasmo przenoszenia głośnika jest określone dwiema częstotliwościami przyjętymi za graniczne, a mianowicie: częstotliwością rezonansu układu drgającego oraz częstotliwością, przy której spadek ciśnienia akustycznego, mierzony na osi promieniowania głośnika, wynosi 10 dB. Częstotliwość rezonansu jest ustalana jako wartość średnia wielu głośników danego typu Poszczególne egzemplarze mogą mieć częstotliwość rezonansu większą bądź mniejszą.

Podstawowe dane głośników ZWG Tonsil przeznaczonych do zespołów głośnikowych

Typ	Impedancja [Ω]	Pasmo przenoszenia [Hz]	Efektywność [dB]	Uwagi
1	2	3	4	5
GD 12/5	4	120...8000	92	Uniwersalny, może być wykorzystany zastępczo, jako średniotonowy w zespołach do 40 W
GD 20/10	4; 8; 15	70...8000	93	Uniwersalny, normalnopasmowy; stosowany w kolumnach do nagłośniania dużych pomieszczeń
GD 30/15	4; 15	50...8000	96	Uniwersalny, wysokosprawny
GD 30/30	4; 8	70...5000	95	Głośnik przeznaczony do zespołów estradowych i gitarowych; nisko-średniotonowy. Nadaje się do obudów akustycznych różnego rodzaju
GD 30/50	4; 8	65...4500	95	
GDS 30/30	4	65...8000	95	Szerokopasmowy uniwersalny; nadaje się do estradowych zespołów głośnikowych
GDN 16/12	4; 8; 15	85...5000	90	Nisko-średniotonowy, częstotliwość rezonansu około 50 Hz; przeznaczony do obudowy zamkniętej 8...12 dcm^3
GDN 16/15	4; 8; 15	90...6000	90	Nisko-średniotonowy; częstotliwość rezonansu około 60 Hz; przeznaczony do obudowy zamkniętej 8...13 dcm^3
GDN 20/25/2	4; 8	80...5000	90	Nisko-średniotonowy; przeznaczony do obudowy zamkniętej 25 dcm^3
GDN 20/40	8	50...4000	90	
GDN 25/40	4; 8	65...4000	91	Niskotonowy; przeznaczony do obudowy zamkniętej 35...40 dcm^3
GDN 25/40/3	8	45...4000	91	Niskotonowy, przeznaczony do obudowy z otworem (np. „Altus 100"). Może być stosowany w obudowach zamkniętych
GDN 30/60	4; 8	50...3000	93	Niskotonowy, przeznaczony do obudowy zamkniętej 70 dcm^3
GDN 30/60/1	4; 8	40...3000	93	Niskotonowy, przeznaczony do obudowy z otworem (np. „Altus 140")
GDN 30/80	8	40...3000	93	Niskotonowy przeznaczony do obudów zamkniętych i obudów z otworem. Częstotliwość rezonansowa 25 Hz
GDM 12/60	8	250...10 000	92	Średniotonowy, przeznaczony do przenoszenia pasma 1000...7000 Hz; moc przy długotrwałym obciążeniu ~5 W
GDM 18/40	4; 8	110...10 000	92	Średniotonowy, przeznaczony do przenoszenia pasma 600...8000 Hz; moc przy długotrwałym obciążeniu ~10 W. Nadaje się również do zespołów estradowych (głosy solistów)
GDM 18/80	8	110...9000	92	Średniotonowy, przeznaczony do przenoszenia pasma 600...7000 Hz
GDW 9/15/1	4; 8; 15	3000...20 000	91	Wysokotonowy z membraną stożkową; impedancja mierzona przy 3000 Hz. W zespołach o mocy 15 W filtr 6 dB/okt o częstotliwości 3000 Hz lub większej. Długotrwałe obciążenie do 1,5 W
GDW 9/15/2	4; 8; 15	3000...20 000	89	
GDW K 9/40	4; 8	3000...20 000	89	Wysokotonowy kopułkowy; impedancja mierzona przy 7000 Hz. W zespołach o mocy 40 W filtr 12 dB/okt o częstotliwości 4000 Hz lub większej. Długotrwałe obciążenie do 3 W
GDW K 14/40	4	3000...20 000	91	
GDWT 9/40	15	4000...15 000	98	Wysokotonowy tubowy; częstotliwość rezonansu 1600 Hz; impedancja mierzona przy 5000 Hz. W zespołach o mocy 40 W filtr 12 dB/okt o częstotliwości 5000 Hz lub większej. W zespołach o mocy 100 W filtr 12 dB/okt o częstotliwości 7000 Hz lub większej
GDWT 10/40	4	4000...15 000	98	

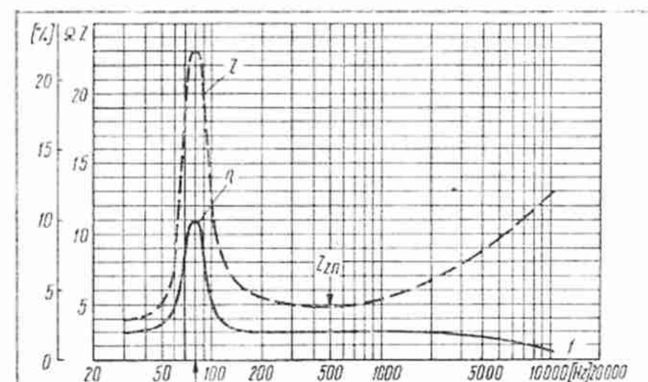
Efektywność głośnika jest ważnym parametrem, który umożliwia oszacowanie sprawności energetycznej głośnika i ułatwia dobranie głośników przeznaczonych do współpracy w jednym zespole. Parametr ten jest wyrażony w decybelach w odniesieniu do poziomu natężenia dźwięku 10^{-12} W/m^2. Pomiar odbywa się w odległości 1 m od głośnika, przy doprowadzonej mocy równej 1 VA. W przypadku głośników niskotonowych można założyć, że charakterystyka kierunkowości promieniowania głośnika jest zbliżona kształtem do kuli, a w takim razie przez każdy centymetr kwadratowy powierzchni kuli o promieniu 1 m przepływa identyczna, pod względem mocy, energia dźwięku. Przy tym założeniu związki między efektywnością i sprawnością energetyczną głośnika są orientacyjnie następujące:

87 dB – 0,6%	93 dB – 2,4%	97 dB – 6,0%
90 dB – 1,2%	95 dB – 4,0%	100 dB – 12,0%

Dane te wyjaśniają celowość stosowania głośników o dużej efektywności, szczególnie w przypadkach, gdy potrzebne jest wytwarzanie dużej mocy akustycznej.

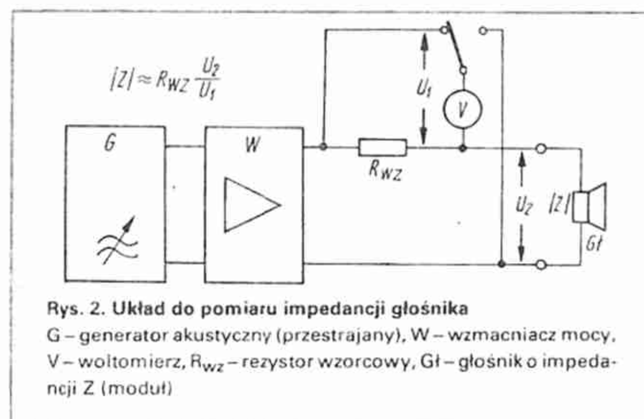
Zmierzona w warunkach laboratoryjnych sprawność energetyczna dobrego głośnika normalnopasmowego o uniwersalnym zastosowaniu jest przedstawiona na rys. 1 w postaci charakterystyki, w zależności od częstotliwości.

Impedancja znamionowa głośnika jest wyznaczona na podstawie charakterystyki impedancji (rys. 1) jako najmniejsza wartość modułu impedancji głośnika powyżej częstotliwości rezonansu. Znajomość przebiegu charakterystyki impedancji głośnika jest bardzo przydatna podczas konstruowania zespołów



Rys. 1. Charakterystyka impedancji (z) i charakterystyka sprawności (η) głośnika dynamicznego (przykład)
Z – impedancja głośnika [Ω], Z_{zn} – wartość znamionowa impedancji, η – sprawność energetyczna głośnika [%]

głośnikowych. Dane pomiarowe do wyznaczenia charakterystyki impedancji głośnika można zebrać posługując się układem przedstawionym na rys. 2. W czasie pomiarów głośnik powinien być swobodnie zawieszony na balkonie lub w otwartym oknie, aby odbicia i rezonanse pomieszczenia nie zniekształcały wyników pomiarów. Wartość rezystora R_{wz} ma wpływ na przebieg charakterystyki w pobliżu rezonansu układu drgającego. Przy dużej wartości tej rezystancji impedancja wyjściowa wzmacniacza nie wywiera zauważalnego wpływu na wynik pomiarów. Przy rezystancji R_{wz} o wartości kilku omów, „szczyt" rezonansowy ulega obniżeniu. Rezystor R_{wz} nie powinien zmieniać swej wartości w czasie pomiarów. W razie potrzeby może być on chłodzony wodą. Częstotliwość rezonansu układu drgającego głośnika zależy w niewielkim stopniu



Rys. 2. Układ do pomiaru impedancji głośnika
G – generator akustyczny (przestrajany), W – wzmacniacz mocy, V – woltomierz, R_{wz} – rezystor wzorcowy, Gł – głośnik o impedancji Z (moduł)

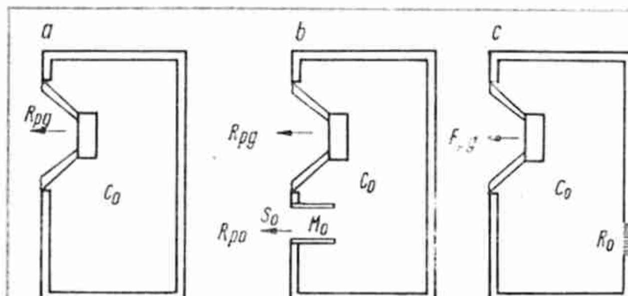
(kilka procent) od mocy, przy jakiej przeprowadza się pomiar. Impedancja znamionowa głośników wsokotonowych (oraz niektórych średniotonowych) jest mierzona przy ustalonej częstotliwości, leżącej w pasmie przenoszenia głośników danego typu.

OBUDOWY AKUSTYCZNE

W zakresie małych częstotliwości akustycznych skuteczne działanie głośnika jest uwarunkowane zastosowaniem odpowiedniej odgrody (obudowy) akustycznej, oddzielającej przednią stronę membrany głośnika od jej strony tylnej. W przypadku braku odgrody, rezystancja promieniowania maleje, głównie wskutek dyfrakcji fal akustycznych, do tak znikomych wartości, że głośnik praktycznie nie promieniuje, nawet przy bardzo wielkiej amplitudzie drgań membrany głośnika. Zakres ten rozciąga się od najmniejszych częstotliwości do częstotliwości, przy których średnica skutecznie promieniującej części membrany głośnika jest w przybliżeniu równa 0,2 długości promieniowanej fali akustycznej. Gdy średnica membrany głośnika wynosi 0,2...0,5 długości fali, odgroda akustyczna (obudowa) wpływa jeszcze na zwiększenie rezystancji promieniowania głośnika, zwiększając ją od 20 do 2 razy, w miarę zwiększania częstotliwości. Dopiero, gdy średnica membrany głośnika jest równa lub większa od 0,5 długości fali, odgroda akustyczna traci znaczenie, bowiem wartość rezystancji promieniowania membrany głośnika staje się niezależna od wymiarów i rodzaju odgrody.

Jeżeli przyjmiemy, że typowy jest głośnik o średnicy 25 cm (średnica membrany 20 cm), to okaże się, że odgroda ma bardzo wielki wpływ na przetwarzanie przebiegów zmiennych o częstotliwości od 350 Hz, a jest potrzebna do częstotliwości 850 Hz, co pokrywa się w zasadzie z zakresem działania głośników niskotonowych.

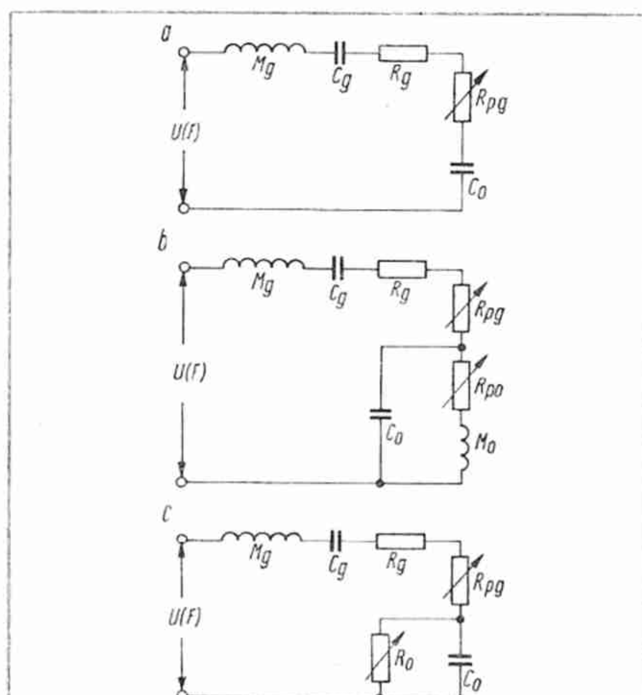
Rozpatrzmy działanie trzech rodzajów obudów akustycznych, które są najczęściej stosowane. Są to: obudowa zamknięta, obudowa z otworem (bass-reflex) i obudowa z elementem



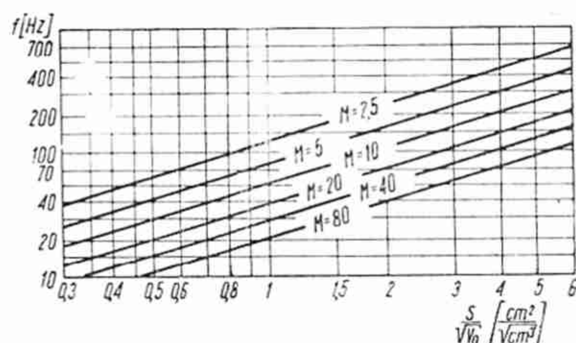
Rys. 3. Obudowy akustyczne głośnika niskotonowego bądź nisko-średniotonowego
a – obudowa zamknięta, b – obudowa z otworem, c – obudowa z elementem stratnym
C_o – podatność akustyczna obudowy, M_o – masa akustyczna otworu, S_o – powierzchnia otworu, R_{po} – rezystancja promieniowania otworu, R_o – rezystancja elementu stratnego, R_{pg} – rezystancja promieniowania przedniej strony membrany głośnika

stratnym (rezystancyjnym). Szkice tych obudów akustycznych są przedstawione na rys. 3, a uproszczone schematy zastępcze głośników wraz z różnego rodzaju obudowami – na rys. 4.

Obudowa zamknięta (rys. 3a) realizuje koncepcję zupełnego oddzielenia tylnej strony głośnika od strony przedniej. Energia promieniowana przez tylną stronę membrany głośnika powinna być całkowicie pochłonięta (zamieniona na ciepło) w spo-



Rys. 4. Układy zastępcze (elektryczne) głośnika w różnych obudowach akustycznych
a – głośnik w obudowie zamkniętej, b – głośnik w obudowie z otworem, c – głośnik w obudowie z elementem stratnym
M_g – masa układu drgającego głośnika, C_g – podatność zawieszenia układu drgającego głośnika, R_g – rezystancja strat głośnika (tarcie), R_{pg} – rezystancja promieniowania głośnika, C_o – podatność akustyczna obudowy, M_o – masa akustyczna otworu, R_{po} – rezystancja promieniowania otworu, R_o – rezystancja elementu stratnego (otworu stratnego)
Strzałki oznaczają, że wartość danego elementu zmienia się w funkcji częstotliwości. Do wejścia układów jest doprowadzane napięcie U (F) równoważne sile wytworzonej przez magnetoelektryczny układ napędowy głośnika



Rys. 5. Wykres przedstawiający zależność częstotliwości rezonansowej membrany zawieszonej pneumatycznie w otworze obudowy zamkniętej od masy membrany (M – [g]), powierzchni membrany (S – [cm^2]) i objętości obudowy (V_o – [dcm^3])

sób nie powodujący niepożądanych skutków ubocznych. Obudowa zamknięta powinna mieć grube, masywne ścianki, aby była bardzo sztywna i nie „pulsowała" w takt zmian ciśnienia wewnątrz obudowy, wynikających z drgań membrany głośnika.

Obudowa zamknięta ma wadę, która długo hamowała jej zastosowania, a mianowicie: zwiększa ona wydatnie częstotliwość rezonansu układu drgającego głośnika.

Aby wyjaśnić w sposób możliwie zwięzły właściwości tej obudowy posłużymy się schematem zastępczym z rys. 4a. W schemacie tym elementy układu mechano-akustycznego zastąpiono elementami elektrycznymi. Z analizy tego układu wynika, że wmontowanie głośnika do obudowy zamkniętej wnosi do układu dodatkową podatność obudowy, która jest prezentowana w układzie zastępczym przez pojemność C_o. Jest ona włączona w szereg z pojemnością C_g odpowiadającą podatności zawieszenia układu drgającego głośnika, a więc wpływa na przesunięcie się częstotliwości rezonansu układu (masa układu M_g i wypadkowa podatność z szeregowo połączonych elementów C_g i C_o) w kierunku częstotliwości większych. Aby uzyskać dostatecznie małe częstotliwości rezonansu układu drgającego, przy niezbyt wielkiej objętości obudowy, stosuje się specjalne głośniki o bardzo miękko zawieszonych układach drgających, charakteryzujące się małą częstotliwością rezonansu.

Na rys. 5 jest przedstawiona zależność częstotliwości rezonansu membrany „zawieszonej pneumatycznie" w otworze obudowy zamkniętej, w zależności od masy membrany, jej powierzchni i objętości obudowy. Warto zwrócić uwagę na duży wpływ zwiększenia powierzchni membrany głośnika na częstotliwość rezonansu. Ograniczona wartość podatności zawieszenia układu drgającego głośnika (pojemność C_g na schemacie zastępczym, na rys. 4a) zwiększy jeszcze tę częstotliwość o 10...40%, zależnie od stosunku wartości podatności membrany w obudowie do podatności zawieszenia układu drgającego głośnika.

Wiele głośników typu „compact", przeznaczonych do obudów zamkniętych, nie nadaje się w zasadzie do zastosowania w obudowach innego rodzaju, ponieważ membrana jest zawieszona nie tylko na względnie słabych resorach mechanicznych, ale na „pneumatycznym zawieszeniu" obudowy. W obudowach zamkniętych stosuje się dużo materiału dźwiękochłonnego (tłumiącego). Często obudowy zamknięte wypełnia się całkowicie watą lub ścinkami materiałów bawełnianych i wełnianych.

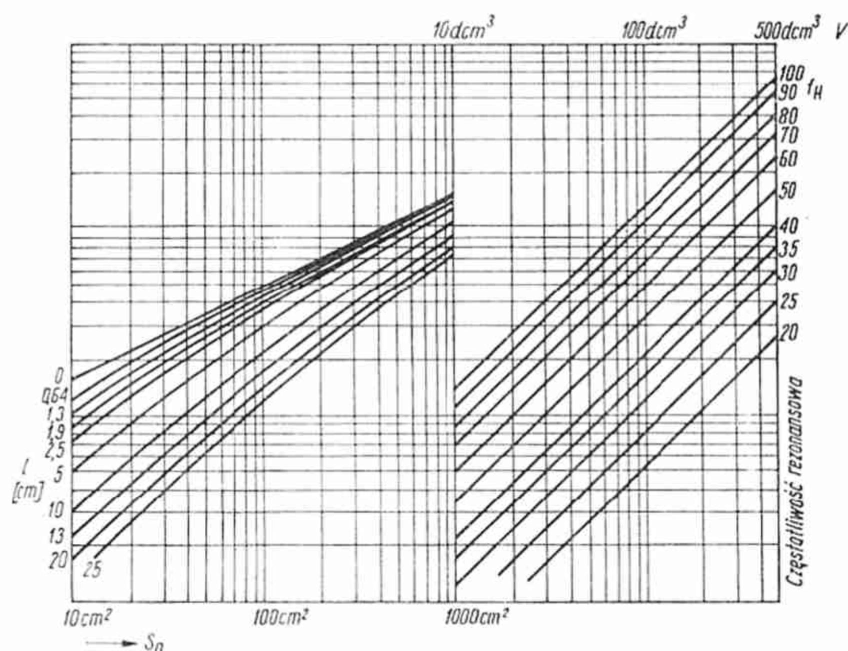
Obudowa z otworem (rys. 3b) w swej klasycznej postaci ma trzy zalety:

– umożliwia wykorzystanie, w zakresie najmniejszych częstotliwości pasma przenoszenia, także energii promieniowanej przez tylną stronę membrany głośnika, co poprawia efektywność zespołu o około 3 dB w tym zakresie częstotliwości;

– silnie obciąża akustycznie głośnik w zakresie jego rezonansu, co zmniejsza amplitudę drgań i zniekształcenia nieliniowe przy silnych sygnałach;

– umożliwia, zależnie od sposobu „nastrojenia" obudowy, przesunięcie granicy skutecznie promieniowanych częstotliwości akustycznych o około 0,5 oktawy poniżej częstotliwości rezonansowej głośnika.

Klasyczna obudowa z otworem o dużej powierzchni (0,5...0,8 powierzchni membrany głośnika) ma wadę wynikającą z jej zasady działania, tj. z tego, że stanowi ona układ rezonansowy, który faworyzuje tony odpowiadającej jej własnej częstotliwości rezonansowej. Do uproszczonej analizy właściwości obudowy z otworem posłuży nam schemat zastępczy przedstawiony na rys. 4b. Wynika z niego, że przy bardzo małych częstotliwościach masa akustyczna otworu M_o dodaje się do masy układu drgającego M_g wpływając na zmniejszenie częstotliwości rezonansowej głośnika (podatność C_o przy tych częstotliwościach może być pominięta). W miarę zwiększania częstotliwości podatność akustyczna wnętrza obudowy C_o będzie coraz bardziej wpływała na zachowanie się układu. Przy rezonansie układu C_o, M_o (rezonans obudowy), który wystąpi przy częstotliwości f_H, w szereg z układem M_g, C_g (głośnik) zostaje włączona duża rezystancja akustyczna. Otwór obudowy wówczas promieniuje, a faza drgań jest przesunięta o 90° w stosunku do drgań przedniej strony membrany głośnika. Przy dalszym zwiększaniu częstotliwości zgodność faz jest jeszcze lepsza (różnica maleje stopniowo do zera), z tym jednak, że promieniowanie otworu słabnie. Coraz większą rolę odgrywa podatność obudowy C_o i obudowa z otworem zaczyna się zacho-



Rys. 6. Nomogram ułatwiający projektowanie obudów akustycznych z otworem (bass-reflex)

wywać jak obudowa zamknięta. Masa akustyczna M_o może być traktowana jak korek zamykający otwór obudowy. Z analizy schematu zastępczego wynika, że wartość masy akustycznej M_o i podatność akustyczna obudowy C_o wywierają istotny wpływ na zachowanie się całego układu. Ważne są wzajemne stosunki wartości elementów układu, szczególnie C_o do C_g i M_o do C_o.

Projektowanie obudowy z otworem ułatwia nomogram przedstawiony na rys. 6. Załóżmy, że dysponujemy głośnikiem o częstotliwości rezonansu f_r równej 50 Hz. Zakładamy, że częstotliwość rezonansowa obudowy f_H ma być też równa 50 Hz. Dysponujemy obudową o objętości 60 dcm^3. Otwór ma mieć 100 cm^2. Z wykresu wynika, że długość tunelu (rury) tworzącego otwór powinna wynosić około 12 cm.

O właściwym doborze masy akustycznej otworu można wywnioskować na podstawie pomiaru impedancji głośnika zmontowanego w obudowie. Przykładowe przebiegi zmian impedancji w funkcji częstotliwości w różnych przypadkach przedstawiono na rys. 7.

Otwory duże stosuje się w zespołach estradowych i dyskotekowych, gdy chodzi o uzyskanie dużej mocy akustycznej w zakresie basów. W zespołach hi-fi stosuje się obudowy z małymi otworami o powierzchni 20...65 cm^2.

W tym miejscu zwrócimy jeszcze uwagę na ważne współzależności. Liczne badania wykazały, że w przypadku obudów z otworem, optymalne rezultaty uzyskuje się wówczas, gdy podatność akustyczna obudowy C_o jest mniejsza od podatności zawieszenia układu drgającego głośnika i wynosi: $C_o = 0{,}7\ C_g$. Doświadczalne określenie podatności głośnika i przeprowadzenie odpowiednich obliczeń jest kłopotliwe. Istnieje inne proste i praktyczne rozwiązanie. Korzystając z posiadanej obudowy zamkniętej o znanej objętości, należy zmierzyć częstotliwość rezonansu wybranego głośnika współpracującego z tą próbną obudową. Głośnik może być prowizorycznie przytwierdzony z zewnątrz obudowy, pod warunkiem zapewnienia odpowiedniej szczelności. Znając wyżej wspomnianą częstotliwość rezonansu i częstotliwość rezonansu głośnika zawieszonego swobodnie oraz objętość obudowy próbnej, można obliczyć optymalną objętość obudowy z otworem korzystając z następującej zależności:

$$V_x = V_{pr} \cdot \left[\frac{f_{pr}^2 - f_r^2}{(1{,}56 \cdot f_r)^2 - f_r^2} \right]$$

przy czym:

V_x – poszukiwana objętość obudowy z otworem [dcm^3],
V_{pr} – znana objętość obudowy próbnej [dcm^3],
f_r – częstotliwość rezonansu głośnika zawieszonego swobodnie [Hz],
f_{pr} – częstotliwość rezonansu głośnika w zamkniętej obudowie próbnej [Hz].

Znając optymalną objętość obudowy przeznaczonej do danego głośnika można ustalić wstępnie parametry otworu, które koryguje się podczas pomiarów i prób zespołu głośnikowego. Ścianki wewnętrzne obudowy z otworem powinny być wyłożone materiałem dźwiękochłonnym o grubości około 5 cm.

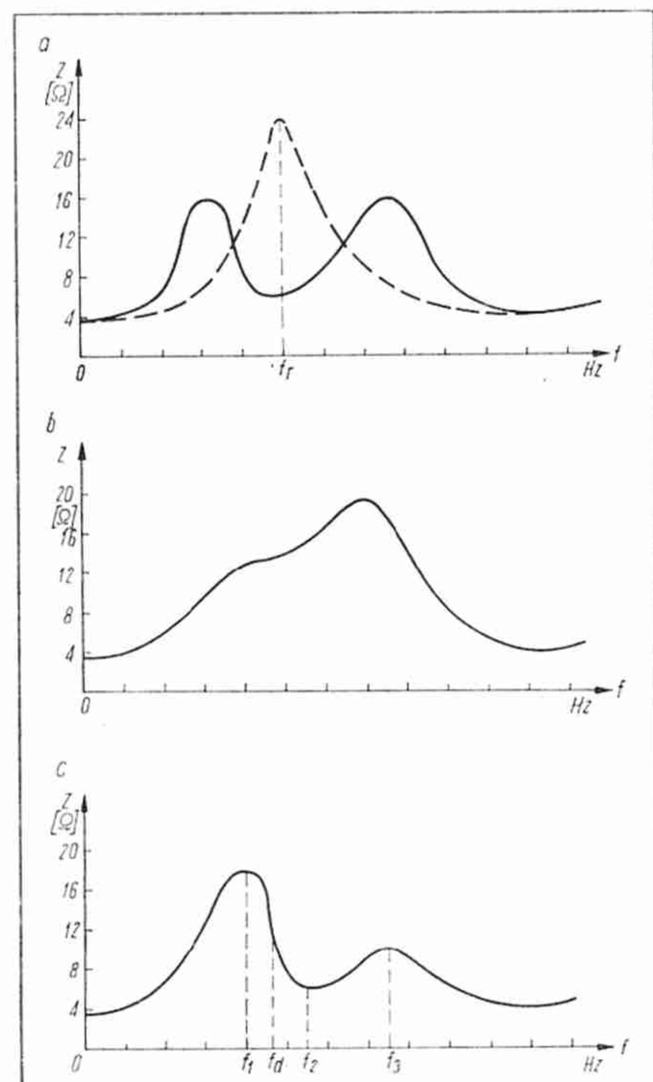
W przypadku domowych zespołów o obudowach z otworem mają sens w zasadzie tylko dwa rozwiązania dotyczące „nastrojenia" obudowy:

– dobranie parametrów otworu tak, aby częstotliwość rezonansowa f_H była równa częstotliwości rezonansu głośnika f_r (rys. 7a);

– „nastrojenie" obudowy na częstotliwość nieco większą, odpowiadającą prawemu zboczu szczytu rezonansowego na charakterystyce impedancji głośnika (rys. 7c).

To drugie rozwiązanie jest dość często stosowane w przypadku domowych zespołów hi-fi wyposażonych w wielki głośnik niskotonowy o małej częstotliwości rezonansu (f_r = 20...30 Hz).

Zastosowanie obudowy akustycznej z otworem umożliwia wówczas zapenienie równomiernego przetwarzania poczynając od bardzo małych częstotliwości akustycznych. O działaniu takiego zespołu można wnioskować pośrednio z rys. 7c. Przy częstotliwośc f_1 występuje pierwszy rezonans głośnika, przy f_2 – występuje rezonans obudowy, przy f_3 – drugi rezonans głośnika. Wszystkie trzy rezonanse leżą w zakresie bardzo małych częstotliwości akustycznych, mniejszych od 80...100 Hz. Przy takim nastrojeniu szczególnie skutecznie są przetwarzane przebiegi o częstotliwościach większych od f_d (patrz rys. 7c), wobec polepszenia dopasowania impedancji zespołu głośnikowego do wzmacniacza.



Rys. 7. Przykładowe charakterystyki impedancji głośnika w obudowie z otworem

a – klasyczna obudowa z otworem, dostrojona idealnie do głośnika, f_r – częstotliwość rezonansu głośnika swobodnie zawieszonego (krzywa przerywana – impedancja głośnika swobodnie zawieszonego),

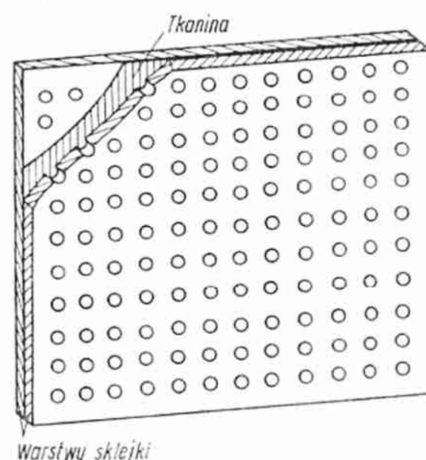
b – obudowa z małym otworem o nadmiernie wielkiej masie akustycznej – efekty rezonansowe słabo wyrażone,

c – obudowa z otworem dostrojona do częstotliwości nieco większej niż częstotliwość rezonansowa głośnika: f_1 – częstotliwość rezonansu głośnika „dociążonego" masą akustyczną otworu obudowy, f_2 – częstotliwość rezonansu obudowy z otworem (f_H), f_3 – częstotliwość rezonansu głośnika obciążonego podatnością obudowy; f_d – dolna częstotliwość graniczna zespołu

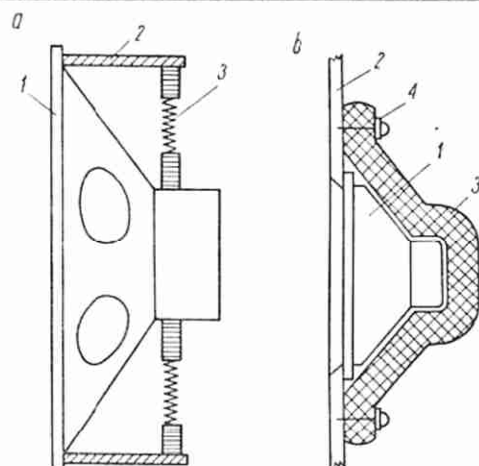
Obudowa z elementem (otworem) stratnym (ang. ARU – Acoustical Resistance Unit) różni się od obudowy z otworem tym, że zamiast otworu reprezentującego określoną masę akustyczną, stosuje się w niej rezystancję akustyczną w postaci porowatego materiału umieszczonego w otworze obudowy (jest to zaznaczone symbolicznie na rys. 3c). Układ zastępczy takiej obudowy z głośnikiem jest przedstawiony na rys. 4c.

Jak wynika z układu zastępczego, rezystancja akustyczna R_0 odgrywa rolę dominującą w zakresie bardzo małych częstotliwości akustycznych, natomiast w miarę zwiększania się częstotliwości jest „bocznikowana" podatnością akustyczną obudowy, reprezentowaną w układzie zastępczym przez pojemność C_0. Przebieg zjawisk fizycznych jest w przybliżeniu następujący: podczas powolnych ruchów membrany głośnika powietrze przepływa dość swobodnie przez element stratny; w miarę zwiększania się częstotliwości, hamujące działanie elementu stratnego znacznie wzrasta; działanie to jest szczególnie silne w zakresie rezonansu układu drgającego głośnika oraz w przypadku znacznego wychylenia membrany przebiegiem impulsowym (skokiem napięcia). Element stratny zwiększa więc tłumienie akustyczne układu drgającego głośnika w zakresie małych częstotliwości.

Oczywiście element stratny nie jest idealną rezystancją akustyczną, lecz wprowadza do układu również pewną masę akustyczną, która może dawać jakieś, niewielkie efekty rezonansowe z podatnością akustyczną obudowy. Firma Dynaudio wytwarza gotowe elementy stratne w postaci bakelitowej, okrągłej kształtki, którą wkręca się do otworu w ściance obudowy (otwór o średnicy 110 mm). Kształtka bakelitowa jest ażurowa, wypełniona materiałem porowatym o różnej grubości (od 5 do 15 mm) o całkowitej powierzchni około 60 cm^2. Producent zaleca zastosowanie jednego elementu w obudowach do 50 dcm^3, dwóch elementów – w obudowach o objętości 50...80 dcm^3 i trzech elementów w obudowach o jeszcze większej objętości. Wydaje się, że optymalna powierzchnia (czynna) elementu stratnego powinna wynosić 0,20...0,30 powierzchni czynnej membrany głośnika.



Rys. 8. Zasada amatorskiego wykonania elementu stratnego ze sklejki i płótna



Rys. 9. Sposoby zwiększenia tłumienia akustycznego głośnika
a – głośnik w szczelnym kapturze wyposażonym w elementy stratne (1 – głośnik, 2 – sztywny kaptur, 3 – porowaty element stratny),
b – głośnik w otulinie z płótna i waty (1 – głośnik, 2 – płyta czołowa, 3 – otulina o grubości 4...10 cm, 4 – wkręty mocujące otulinę)

Element stratny można wykonać w sposób przedstawiony na rys. 8. Między dwoma kawałkami sklejki z wywierconymi otworami o średnicy 15...20 mm, zamocowuje się gęste płótno, najlepiej używane i dodatkowo sprane, aby nie zawierało krochmalu. Płótno powinno być mocno naciągnięte. Część otworów (np. 1/3) może mieć jedną warstwę płótna, druga część może mieć dwie warstwy płótna, a trzecia – trzy warstwy.

Przybliżonym odpowiednikiem elementu typu „Variovent" firmy Dynaudio jest element amatorski mający 36 otworów o średnicy 15 mm. Dobranie właściwych parametrów rezystancyjnych elementu jest możliwe na podstawie pomiarów charakterystyki impedancji głośnika, wmontowanego do obudowy. Szczególnie interesujące jest zachowanie się głośnika w zakresie częstotliwości do 100 Hz. Jest oczywiste, że zbyt duża rezystancja elementu upodobni obudowę do obudowy zamkniętej, zbyt mała rezystancja da efekty charakterystyczne dla obudowy z otworem.

Optymalna wartość rezystancji powinna wpłynąć na wydatne obniżenie szczytu impedancji głośnika przy rezonansie w porównaniu z obudową zamkniętą.

Przy tej sposobności warto dodać, że większość głośników niskotonowych i niektóre średniotonowe mają zbyt dużą dobroć mechano-akustyczną, wskutek czego uprzywilejowują nadmiernie własną częstotliwość rezonansową. Zmniejszenie tej dobroci można uzyskać wprowadzając tłumienie akustyczne, realizowane w postaci kaptura wyposażonego w elementy stratne, nałożonego na kosz głośnika (rys. 9a). Kaptur powinien być sztywny, ciasny i szczelny. Prostym sposobem jest wykonanie z kilku warstw płótna i waty otuliny o grubości kilku centymetrów, którą się osłania cały głośnik (rys. 9b). Powinna ona szczelnie przylegać do płyty czołowej obudowy.

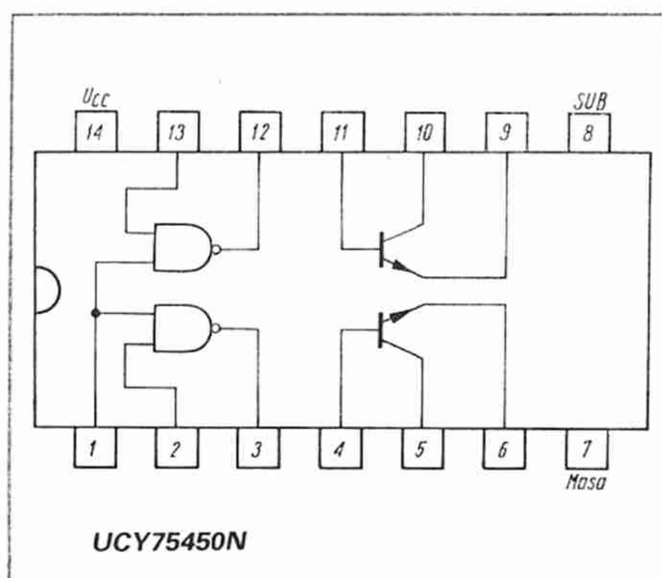
(Dc. w następnym nrze)

Dane techniczne elementów półprzewodnikowych produkowanych w CEMI(13)

UKŁADY SCALONE

mgr inż. CEZARY SZELERSKI

UCY75450N – Dwukrotna dwuwejściowa bramka NAND z dwoma tranzystorami średniej mocy
(szkic obudowy na rys. 1 w nrze 4)



Parametry dopuszczalne (t_{amb} = +25°C)

Oznaczenie	Nazwa		Wartość min.	Wartość max.
U_{CC}	Napięcie zasilania	[V]	–	7
U_{IM}	Napięcie wejściowe	[V]	–	5,5
$-I_I$	Prąd wejściowy	[mA]	–	12
U_{CC-SUB}	Napięcie zasilania–podłoże	[V]	–	35
U_{C-SUB}	Napięcie kolektor–podłoże	[V]	–	35
U_{CB}	Napięcie kolektor–baza	[V]	–	35
U_{CE}	Napięcie kolektor–emiter dla R_{BE} < 500	[V]	–	30
U_{EB}	Napięcie emiter–baza	[V]	–	5
I_C	Prąd kolektora	[mA]	–	300
P_{tot}	Całkowita moc tracona	[mW]	–	800

Parametry charakterystyczne bramki NAND (t_{amb} = +25°C)

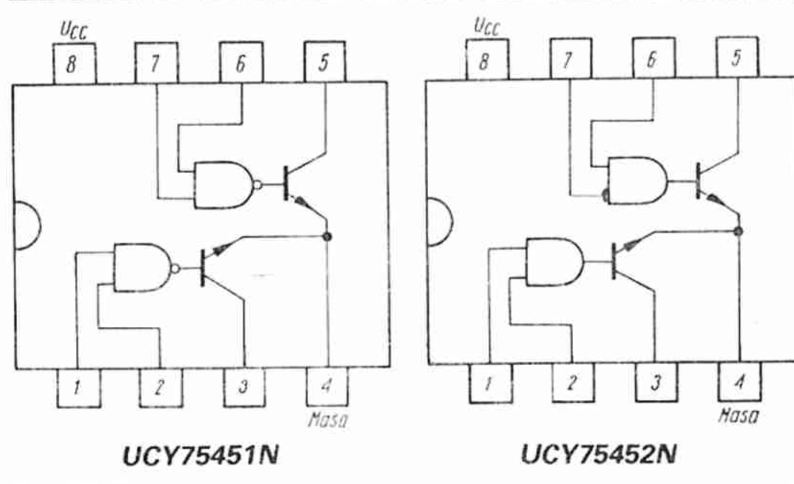
Oznaczenie	Nazwa		Wartość min.	Wartość max.	Warunki pomiaru
U_{CC}	Napięcie zasilania	[V]	4,75	5,25	
I_{CCL}	Prąd zasilania w stanie niskim na wyjściu	[mA]	–	11	U_{CC} = 5,25 V; U_I = 5 V
I_{CCH}	Prąd zasilania w stanie wysokim na wyjściu	[mA]	–	4	U_{CC} = 5,25 V; U_I = 0 V
U_{IH}	Napięcie wejściowe w stanie wysokim	[V]	2	–	
U_{IL}	Napięcie wejściowe w stanie niskim	[V]	–	0,8	
U_{OH}	Napięcie wyjściowe w stanie wysokim	[V]	2,4	–	U_{CC} = 4,75 V; U_I = 0,8 V; $-I_{OH}$ = 0,8 mA
U_{OL}	Napięcie wyjściowe w stanie niskim	[V]	–	0,4	U_{CC} = 4,75 V; U_I = 2 V; I_{OL} = 16 mA
t_{PHL}	Czas propagacji sygnału przy zmianie stanu na wyjściu z wysokiego na niski	[ns]	–	15	U_{CC} = 5 V; N = 10; R_L = 400 Ω; C_L = 15 pF
t_{PLH}	Czas propagacji sygnału przy zmianie stanu na wyjściu z niskiego na wysoki	[ns]	–	22	U_{CC} = 5 V; N = 10; R_L = 400 Ω; C_L = 15 pF
$-U_I$	Ujemne napięcie wejściowe	[V]	–	1,5	U_{CC} = 4,75 V; $-I_I$ = 12 mA
N_H	Obciążalność wyjściowa w stanie wysokim		–	20	$-I_{OH}$ = 0,8 mA
N_L	Obciążalność wyjściowa w stanie niskim		–	10	I_{OL} = 16 mA

Parametry charakterystyczne tranzystora (t_{amb} = 25°C)

Oznaczenie	Nazwa	Wartość		Warunki pomiaru
		min.	max.	
$U_{(BR)CBO}$	Napięcie przebicia kolektor–baza [V]	35	–	I_C = 100 μA; I_E = 0 A
$U_{(BR)CEO}$	Napięcie przebicia kolektor–emiter [V]	30	–	I_C = 100 μA; R_{BE} = 500 Ω
$U_{(BR)EBO}$	Napięcie przebicia emiter–baza [V]	5	–	I_E = 100 μA; I_C = 0 A
h_{21E}	Statyczna wartość współczynnika wzmocnienia prądowego w układzie wspólnego emitera	25	–	U_{CE} = 3 V; I_C = 100 mA
		30	–	U_{CE} = 3 V; I_C = 300 mA
U_{CEsat}	Napięcie nasycenia kolektor–emiter [V]	–	0,4	I_C = 100 mA; I_B = 10 mA
		–	0,7	I_C = 300 mA; I_B = 30 mA
t_d	Czas opóźnienia impulsu [ns]	–	15	I_C = 200 mA
t_r	Czas narastania impulsu [ns]	–	20	I_{B1} = 20 mA; I_{B2} = 25 mA
t_s	Czas przeciągania impulsu [ns]	–	15	$U_{BE\ off}$ = –1 V
t_f	Czas opadania impulsu [ns]	–	15	C_L = 15 pF; R_L = 50 Ω

UCY75451N, UCY75452N – Podwójny dwuwejściowy układ pośredniczący

(szkic obudowy na rys. 2 w nrze 4)



Parametry dopuszczalne (t_{amb} = +25°C)

Oznaczenie	Nazwa	Wartość	
		min.	max
U_{CC}	Napięcie zasilania [V]	–	7
U_{IM}	Napięcie wejściowe [V]	–	5,5
$-I_I$	Prąd wejściowy [mA]	–	12
I_O	Prąd wyjściowy [mA]	–	300
U_O	Napięcie wyjściowe [V]	–	30

Parametry charakterystyczne dla układu UCY75451N (t_{amb} = +25°C)

Oznaczenie	Nazwa	Wartość		Warunki pomiaru
		min.	max.	
U_{CC}	Napięcie zasilania [V]	4,75	5,25	
I_{CCL}	Prąd zasilania w stanie niskim na wyjściu [mA]	–	65	U_{CC} = 5,25 V; U_I = 0 V
I_{CCH}	Prąd zasilania w stanie wysokim na wyjściu [mA]	–	11	U_{CC} = 5,25 V; U_I = 5 V
U_{IH}	Napięcie wejściowe w stanie wysokim [V]	2		
U_{IL}	Napięcie wejściowe w stanie niskim [V]	–	0,8	
t_{PHL}	Czas propagacji sygnału [ns]	–	25	
t_{PLH}		–	25	U_{CC} = 5 V; I_C = 200 mA
t_{TLH}	Czas zmiany stanu sygnału wyjściowego [ns]	–	12	C_L = 15 pF; R_L = 50 Ω
t_{THL}		–	12	

Parametry charakterystyczne dla układu UCY75452N (t_{amb} = +25°C)

Oznaczenie	Nazwa	Wartość min.	Wartość max	Warunki pomiaru
U_{CC}	Napięcie zasilania [V]	4,75	5,25	
I_{CCL}	Prąd zasilania w stanie niskim na wyjściu [mA]	–	71	U_{CC} = 5,25 V; U_I = 5 V
I_{CCH}	Prąd zasilania w stanie wysokim na wyjściu [mA]	–	14	U_{CC} = 5,25 V; U_I = 0 V
U_{IH}	Napięcie wejściowe w stanie wysokim [V]	2	–	
U_{IL}	Napięcie wejściowe w stanie niskim [V]	–	0,8	
t_{PHL} t_{PLH}	Czas propagacji sygnału [ns]	– –	35 35	U_{CC} = 5 V; I_C = 200 mA
t_{TLH} t_{THL}	Czas zmiany stanu sygnału wyjściowego [ns]	– –	12 12	C_L = 15 pF; R_L = 50 Ω

Układ scalony UL1042N

MIROSŁAW TARNOWSKI

Układ scalony UL1042N jest monolitycznym, bipolarnym mieszaczem zrównoważonym, przeznaczonym do stosowania w stopniach przemiany odcinków radiowych, o częstotliwości do 200 MHz. Układ UL1042N może pracować w szerokim zakresie napięć zasilających od 4 do 15 V, a mały pobór prądu umożliwia jego stosowanie w urządzeniach przenośnych zasilanych z baterii.

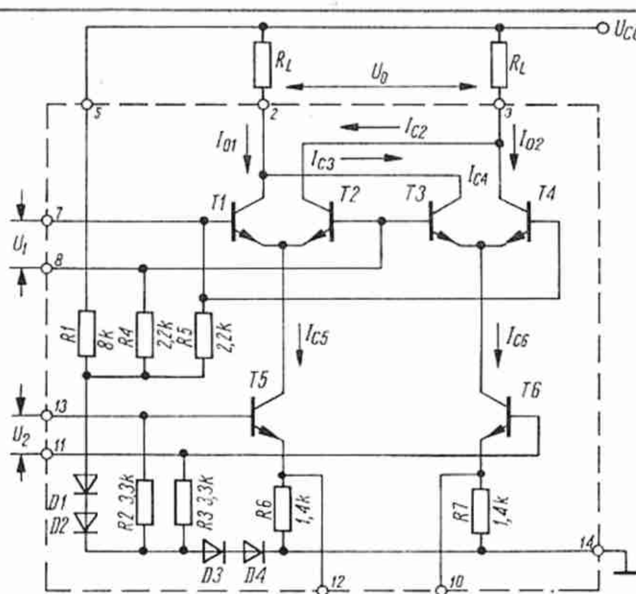
W typowych zastosowaniach w odbiornikach radiowych układ scalony UL1042N wymaga niewielu elementów zewnętrznych. Aby uzyskać zrównoważenie dla sygnałów wejściowych nie jest konieczne stosowanie transformatorów symetrycznych zarówno na jego wejściach jak i jego wyjściu.

Zastosowanie mieszacza zrównoważonego w odbiorniku radiowym polepsza jego parametry głównie dzięki temu, że na wyjściu mieszacza nie ma sygnałów doprowadzonych do jego wejść i amplitudy innych niepożądanych produktów mieszania są bardzo małe. Ułatwia to wybór pożądanych częstotliwości i zmniejsza możliwość powstania częstotliwości pasożytniczych (gwizdów) w odbiorniku radiowym. Oddzielne wejścia dla sygnału wejściowego i sygnału heterodyny zapewniają małe promieniowanie heterodyny.

Dotychczas stosowane diodowe i tranzystorowe (UL1000N) układy mieszaczy zrównoważonych wymagały dobierania elementów oraz stosowania transformatorów różnicowych na wejściu i wyjściu mieszacza. Wykonanie takich transformatorów już przy częstotliwości kilku megaherców stwarzało duże trudności. Zastosowanie układu scalonego UL1042N rozwiązuje te problemy. Prawidłową pracę uzyskuje się przy wejściu i wyjściu niesymetrycznym oraz sprzężeniu przez kondensator, a ponadto możliwe jest osiągnięcie wzmocnienia w układzie mieszacza (jeszcze około 14 dB przy 100 MHz).

Dzięki tym zaletom układ scalonego mieszacza UL1042N warto zastosować w konstrukcjach amatorskich i profesjonalnych. Może być stosowany zarówno w odbiornikach jak i nadajnikach krótko- i ultrakrótkofalowych. Układ ten można wykorzystywać również do innych celów niż jego podstawowe przeznaczenie, np.: jako detektor fazy w układach wytwarzania sygnałów metodą pętli PLL lub jako analogowy układ mnożący. Układ UL1042N jest odpowiednikiem produkowanego przez firmę zachodnioniemiecką SIEMENS układu SO42P.

Mieszacz UL1042N jest produkowany w 14-wyprowadzeniowej dwurzędowej obudowie plastykowej typu CE 70.



Rys. 1. Schemat wewnętrzny układu scalonego UL1042N

Przeznaczenie wyprowadzeń:

1, 4, 6, 9 – nie podłączone,
2 i 3 – wyjścia,
7 i 8 – wejście symetryczne 1-nieliniowe,
11 i 13 – wejściowe symetryczne 2-liniowe,
10 i 12 – delinearyzacja wejścia 2
5 – polaryzacja wejść układu,
14 – masa układu.

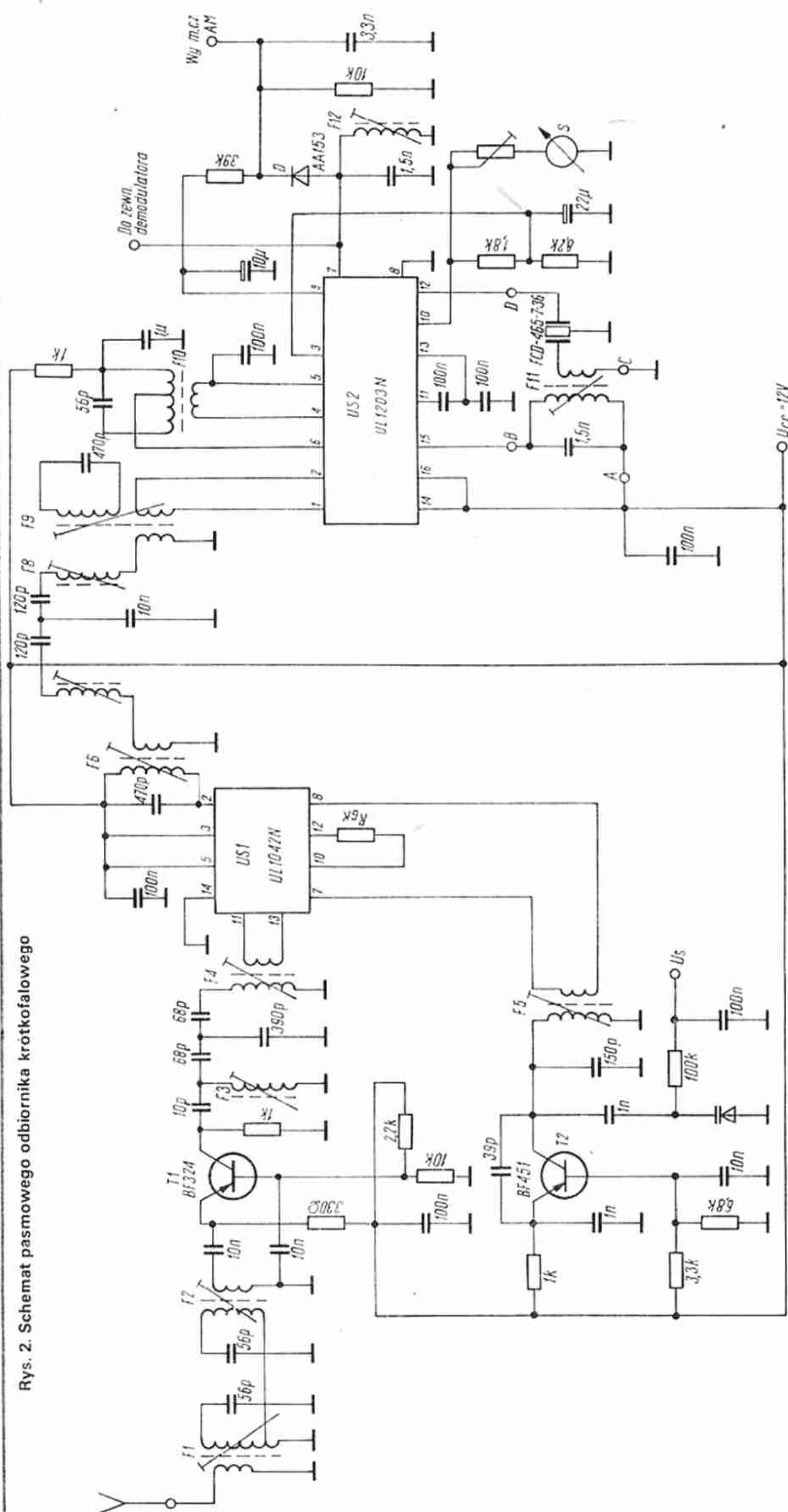
Układ UL1042N składa się z dwóch wzmacniaczy różnicowych o odpowiednio połączonych kolektorach i bazach, z dodatkowymi tranzystorami emiterowymi pełniącymi funkcję sterowanych źródeł prądowych.

Schemat struktury wewnętrznej układu UL1042N przedstawiono na rys. 1.

Rezystor R1 i diody D1...D4 zapewniają odpowiednią polaryzację wstępną układu. Połączone bazy tranzystorów T1 i T4 oraz T2 i T3 stanowią symetryczne wejście „górnego piętra" układu, a bazy tranzystorów T5 i T6 stanowią symetryczne wejście „dolnego piętra". Do baz tranzystorów T1...T4 jest doprawadzane napięcie około 2,8 V przez rezystory R4 i R5, zaś do baz tranzystorów T5 i T6 napięcie około 1,4 V przez rezystory R2 i R3; napięcia te ustalają spoczynkowe warunki pracy układu. Sygnały ulegające przemianie są doprowadzane do symetrycznych wejść 1 i 2 (wyprowadzenia 7 i 8 oraz 11 i 13). Wyjściowy sygnał pojawia się na kolektorach tranzystorów T1...T4 dołączonych do wyprowadzeń 2 i 3. Do prawidłowej pracy układu jako mieszacza zrównoważonego nie jest wymagane symetryczne wprowadzanie sygnałów do wejść 1 i 2 oraz jego symetryczne wyjście. Przy sterowaniu niesymetrycznym należy zablokować kondensatorem o odpowiednio dużej pojemności niewykorzystane wejście. Należy jednak zaznaczyć, że przy sterowaniu symetrycznym wzmocnienie układu jest większe, natomiast mniejsze jest przenikanie sygnałów wejściowych do wyjścia przez pojemności pasożytnicze.

Wyprowadzenia 10 i 12 służą do dołączania dodatkowych elementów mających wpływ na wzmocnienie i liniowość „dolnego piętra" układu. W przypadku zwarcia wyprowadzeń 10 i 12 wzmocnienie układu jest maksymalne i oba piętra układu pracują nieliniowo dla sygnałów większych od ok. 26 mV.

W stanie spoczynkowym, gdy oba sygnały wejściowe są równe zeru, prądy I_{C5} i I_{C6} oraz prądy wyjściowe I_{01} i I_{02} są sobie równe. W przypadku, gdy napięcie wejściowe „górnego piętra" U_1 jest równe zeru, a doprowadzane będzie tylko napięcie wejściowe U_2 (rys. 1), prądy I_{C5} i I_{C6} będą się różnić o ΔI od wartości spoczynkowej, ale prądy wyjściowe I_{01} i I_{02} będą dalej sobie równe, ponieważ:



Rys. 2. Schemat pasmowego odbiornika krótkofalowego

$$I_{01} = I_{C1} + I_{C3} = \frac{I_{C5}+\Delta I}{2} + \frac{I_{C6}-\Delta I}{2} = \frac{I_{C5}+I_{C6}}{2}$$

$$I_{02} = I_{C2} + I_{C4} = \frac{I_{C6}-\Delta I}{2} + \frac{I_{C5}+\Delta I}{2} = \frac{I_{C6}+I_{C5}}{2}$$

Również, gdy napięcie wyjściowe „dolnego piętra" U_2 jest równe zeru, a doprowadzane jest tylko wejściowe napięcie U_1, prądy I_{C1} i I_{C2} oraz prądy I_{C3} i I_{C4} będą się różnić o ΔI od wartości spoczynkowej, ale prądy wyjściowe I_{01} i I_{02} będące ich sumami, pozostaną sobie równe, zgodnie z zależnościami:

$I_{01} = (I_{C1}+\Delta I_{C1-2})+(I_{C3}-\Delta I_{C3-4}) = I_{C1}+I_{C3}$
$I_{02} = (I_{C4}+\Delta I_{C3-4})+(I_{C2}-\Delta I_{C1-2}) = I_{C4}+I_{C2}$
ponieważ $I_{C5} = I_{C6}$,
to $\Delta I_{C1-2} = \Delta I_{C3-4} = \Delta I$

Sygnał wyjściowy w postaci różnicy prądów I_{01} i I_{02} występuje jedynie w warunkach, gdy oba sygnały wejściowe są różne od zera.

Napięcie wyjściowe układu UL1042N jest proporcjonalne do iloczynu napięć wejściowych górnego i dolnego piętra zgodnie z przybliżonym wzorem:

$$U_0 = \frac{R_L}{U_T} \cdot U_1 \cdot U_2 \times \left[\frac{1}{R10 \cdots R14} + \frac{2}{R10 \cdots R12}\right]$$

w którym:
R_L – rezystancja obciążenia,
U_T = 26 mV dla temperatury +25°C,
U_1 – napięcie wejściowe „górnego piętra",
U_2 – napięcie wejściowe „dolnego

R10...R14 – rezystancje emiterowe,
R10...R12 – zewnętrzna rezystancja emiterowa.

Powyższy wzór jest prawidłowy dla małych amplitud U_1 i U_2 w porównaniu z U_T, dla małych częstotliwości i dla wartości rezystancji R10...R12 > 1/10 R10...R14.

W tablicy podano wartości podstawowych parametrów układu UL1042N dla temperatury otoczenia t_{amb} = 25°C i napięcia zasilania U_{CC} = 12 V. Zewnętrzna rezystancja emiterowa tranzytorów T5 i T6 jest stosowana dla zwiększenia prądu emiterów i wzrostu nachylenia przemiany. Podana wartość napięcia przebicia określa możliwości stosowania układu w warunkach dużego sygnału wyjściowego przy obciążeniu obwodem rezonansowym. Większą amplitudę napięcia wyjściowego (od wartości U_{BR}) można uzyskać stosując obwód rezonansowy z cewką z odczepem w środku dołączonym do napięcia zasilającego U_{CC} i końcami dołączonymi do wyjść układu (2 i 3).

ZASTOSOWANIE

Układ scalony UL1042N może pełnić funkcję mieszacza, modulatora lub detektora sygnałów o częstotliwości do 200 MHz.

Na rys. 2 przedstawiono schemat pasmowego odbiornika krótkofalowego z podwójną przemianą częstotliwości, w którym układ scalony UL1042N pracuje jako iloczynowy mieszacz zrównoważony z oddzielną heterodyną. Jest to przykład odbiornika krótkofalowego o dobrych parametrach, takich jak: czułość, selektywność, odporność na modulację skrośną i sygnały lustrzane, wykonanego przy użyciu układów scalonych.

W odbiorniku zastosowano wzmacniacz w.cz. z tranzystorem T1 pracującym w układzie OB z dwuobwodowymi filtrami wejściowymi i wyjściowymi. Takie rozwiązanie zapewnia stabilną pracę tranzystora T1 bez względu na częstotliwość odbieraną i dużą selektywność wzmacniacza w.cz. Nie jest wymagane duże wzmocnienie tego stopnia – wystarczy ok. 10 dB. Uzyskane wzmocnienie kompensuje straty filtrów i polepsza stosunek sygnału do szumu. Następnym stopniem jest mieszacz wyposażony w układ scalony UL1042N pracujący z oddzielną heterodyną, zawierający tranzystor T2.

Użycie tranzystorów T1 i T2 typu p-n-p ułatwia konstrukcję, ale nie są konieczne, mogą to być dowolne nieregulacyjne tranzystory w.cz., np.: BF197. Użycie tranzystorów n-p-n wymaga oczywiście zmian układu polaryzacji. Sygnał ze wzmacniacza w.cz. jest doprowadzany do symetrycznego wejścia 2 mieszacza US1 – na „dolne piętro" układu.

Sygnał heterodyny jest doprowadzany do wejścia 1 mieszacza. „Dolne piętro" układu jest linearyzowane przez rezystor R_{GK}. Wyjście układu US1 jest dołączone do wieloobwodowego filtru dla pierwszej częstotliwości pośredniej. Drugi mieszacz i wzmacniacz drugiej pośredniej częstotliwości wykonano z układem US1.

W tym odbiorniku nie jest stosowana automatyczna regulacja wzmocnienia w stopniach wejściowych (wzmacniacz w. cz. i pierwszy mieszacz), a cała regulacja wzmocnienia ARW jest dokonywana w układzie US2. Całkowite wzmocnienie i dynamika ARW układu UL1203N (lub jego odpowiedników A244 i TCA440) wystarczają do zapewnienia prawidłowego działania odbiornika.

Gdy w pasmie odbieranym powstanie silny sygnał zakłócający, to po zastosowaniu regulacji wzmocnienia we wzmacniaczu w.cz. słaby sygnał pożądany zniknie w szumach, zaś gdy nie będzie stosowana ARW (lub gdy będzie stosowana ale sygnał zakłócający będzie poza pasmem przenoszenia toru p.cz.), to w tradycyjnym rozwiązaniu odbiornika następuje przesterowanie następnych stopni, np. mieszacza, powodując modulację skrośną. Celowe jest zrezygnowanie z ARW w pierwszych stopniach odbiornika radiowego zapewniając jednocześnie ich liniową pracę przy dużym sygnale wejściowym. Takie rozwiązanie zastosowano w omawianym odbiorniku.

Wzmacniacz w. cz. z tranzystorem T1 ma małe wzmocnienie i dużą selektywność, a mieszacz został przygotowany do liniowej pracy przy dużych sygnałach wejściowych. Układ UL1203N, za pomocą którego realizowano ARW, jest odporny na duże sygnały wejściowe. Zastosowanie układu UL1203N ma jeszcze jedną zaletę. Dioda D oprócz funkcji detektora ARW może demodulować sygnały z modulacją AM i jednocześnie możliwe jest pobieranie sygnału przed detektorem z wyprowadzenia 7 układu UL1203N do zewnętrznych demodulatorów sygnałów z modulacją CW, SSB lub NBFM. Jako filtr drugiej pośredniej częstotliwości zastosowano obwód 7×7 nr 105 i filtr ceramiczny FCD-465-7-36; można również zastosować filtr FCH-465-7-36. Dc. na str. 18

Podstawowe parametry układu scalonego UL1042N

Nazwa parametru		Oznaczenie	Wartość		
			min.	typ.	max.
Napięcie zasilania	[V]	U_{CC}	4	–	15
Temperatura pracy	[0°C]	t_{amb}	-25	–	+70
Zewnętrzna rezystancja emitera	[Ω]	R10...R12	220	–	–
Prąd zasilania	[mA]	I_{CC}	1,4	2,2	2,9
Prąd wyjściowy	[mA]	$I_{2,3}$	0,36	0,52	0,68
Prąd polaryzacji	[mA]	I_5	0,7	1,1	1,6
Wzmocnienie mocy f_l = 100 MHz f_h = 110 MHZ	[dB]	A_p	14	16,5	–
Nachylenie przemiany	[ms]	$\frac{I_o}{U_i}$	–	5	–
Współczynnik szumów	[dB]	F	–	7	–
Pojemność wyjściowa	[pf]	C_O	–	6	–
Napięcie przebicia $U_{7,8}$ = 0	[V]	$U_{BR2,3}$	25	–	–

Odbiornik telewizyjny NEPTUN 653

Odbiorniki telewizyjne NEPTUN 653, produkowane w Gdańskich Zakładach Elektronicznych UNITRA-UNIMOR, są przeznaczone do odbioru programów telewizji czarno-białej, emitowanych w pasmach od I do V według standardu OIRT.

W odbiornikach zastosowano nowoczesne układy oparte wyłącznie na elementach półprzewodnikowych i układach scalonych w wersji modułowej.
Odbiorniki są wyposażone w gniazdo magnetofonowe (do nagrywania), w gniazdo słuchawkowe oraz wyłącznik głośnika.
Schemat odbiornika przedstawiono na str. 15–17.

DANE TECHNICZNE

Wejście antenowe:	koncentryczne o impedancji 75 Ω (wspólne dla zakresów VHF i UHF)
Czułość użytkowa toru wizji:	
– w pasmie VHF	≤ 0,6 mV/75 Ω
– w pasmie UHF	≤ 0,85 mV/75 Ω
Czułość toru wizji ograniczona synchronizacją:	
– w pasmie VHF	≤ 55 μV/75 Ω
– w pasmie UHF	≤ 85 μV/75 Ω
Zdolność rozdzielcza w części środkowej:	
– w poziomie	≥ 400 linii
– w pionie	≥ 420 linii
Moc wyjściowa fonii:	≥ 1,5 W przy h ≤ 10%
	≥ 1,0 W przy h ≤ 6%
Moc pobierana z sieci 220 V:	≤ 90 W

OPIS UKŁADÓW

Na wejściu odbiornika zastosowano typową głowicę zintegrowaną ZTG 40.25.01.65.01 i zespół załączająco-programujący ZZP 20410M (opisane w nrze 7–8/80). Głowica wraz z elementami R911 oraz C913 są umiejscowione na płytce drukowanej i razem stanowią moduł głowicy MG1001. Elementy R911 i C913 zastosowano w celu eliminacji zakłóceń indukowanych w przewodzie doprowadzającym napięcie warikapowe do głowicy z zespołu ZZP.
Sygnały p.cz. z głowicy są doprowadzane do bazy tranzystora T101, pracującego w układzie separatora oddzielającego złożony filtr pasmowy, kształtujący charakterystykę przenoszenia toru p.cz., od pierwszego obwodu strojonego p.cz. znajdującego się w głowicy. Transformator L107/L108 zapewnia dopasowanie filtru pasmowego do wejścia układu scalonego US101 i umożliwia symetryczne sterowanie pierwszego stopnia wzmacniacza p.cz. znajdującego się w tym układzie scalonym.
Układ scalony US101 zawiera trzystopniowy wzmacniacz p.cz., synchroniczny detektor wizji, wstępny wzmacniacz sygnału wizyjnego oraz układ kluczowanej ARW.
Detektor synchroniczny pracuje na zasadzie mnożenia sygnału p.cz. o modulowanej amplitudzie przez sygnał o częstotliwości nośnej wizji i stałej amplitudzie (sygnał referencyjny, który jest nazywany także sygnałem odniesienia dla detektora synchronicznego). Obwód referencyjny stanowią elementy L110 i C121. Układ ARW jest kluczowany impulsami powrotów linii doprowadzanymi poprzez kondensator C127. Kondensatory C124 i C125 oraz rezystor R115, a także kondensatory C122, C123, C132 i rezystor R113 stanowią układy filtrów dla napięcia regulacyjnego ARW. Próg działania ARW jest ustalany za pomocą rezystora nastawnego R114. Rezystory R112 i R110 zapewniają odpowiedni punkt pracy tranzystora pracującego w ostatnim stopniu wzmacniacza ARW, znajdującego się wewnątrz układu scalonego US101.
Napięcie regulacyjne ARW uzyskiwane z modułu p.cz. zmienia się od 0,5 V (przy dużych sygnałach wejściowych w.cz.) do 7,8 V (przy małych sygnałach). Ponieważ głowica wymaga napięcia regulacyjnego zmieniającego się w zakresie od – 3 do – 8 V, w odbiorniku zastosowano układ inwertora napięcia regulacyjnego, pracującego z tranzystorem T802.
Sygnały wizyjne, znajdujące się na końcówce 11 układu scalonego US101, są doprowadzane do bazy tranzystora T102, pracującego w układzie wtórnika emiterowego. Elementy L112, C128 i R121 stanowią obwód eliminatora sygnału o częstotliwości różnicowej fonii w torze wizji. Wzmacniacz końcowy sygnałów wizji pracuje z tranzystorem T351.
Tranzystor T801 pracuje w układzie wygaszania powrotów linii i ramki. Dodatnie impulsy uzyskiwane w obwodzie emitera tegoż tranzystora, w czasie powrotów linii i ramki, są doprowadzane do emitera tranzystora T351, powodując jego zatykanie. Na katodzie kineskopu pojawia się wtedy pełne napięcie zasilające +160 V. Kineskop wtedy nie świeci.
W odbiorniku zastosowano typowy układ ograniczania prądu kineskopu. Pracują w nim elementy D351, C352 i R356.
Rezystory R362 i R354 zapewniają ograniczenie prądów płynących w układach wzmacniacza wizji i w układach z nim współpracujących, w czasie ewentualnych wyładowań w kineskopie, zabezpieczając je przed uszkodzeniami. Dodatkowe zabezpieczenie przed uszkodzeniami w czasie wyładowań w kineskopie zapewniają wszystkim układom współpracującym z kineskopem rezystory R357, R359 i R360 oraz iskierniki.
Moduł wizji jest ekranowany w celu ograniczenia promieniowania zakłóceń.
Wydzielony tor fonii pracuje z dwoma układami scalonymi US201 i US202. Układ scalony US201 zawiera wzmacniacz i ogranicznik sygnałów o częstotliwości różnicowej, detektor kwadraturowy pracujący na zasadzie mnożenia sygnału o częstotliwości różnicowej przez sygnał o częstotliwości różnicowej przesunięty w fazie, elektroniczny regulator (potencjometr) siły dźwięku oraz wstępny wzmacniacz sygnałów m.cz. Układ scalony US202 zawiera przedwzmacniacz i wzmacniacz mocy małej częstotliwości.
Rezystor R201 i kondensator C216 stanowią układ uodporniający tor fonii na zakłócenia sygnałem obrazu. Układ deemfazy m.cz. stanowią kondensator C107 wraz z rezystancją wyjściową układu scalonego oraz elementy R210 i C217.
Moduł synchronizacji MS1001, wykonany z układem scalonym US251, zawiera układy zapewniające wydzielenie impulsów synchronizacji linii i ramki z sygnału wizyjnego, układy automatycznej regulacji fazy i częstotliwości (ARFiCz) zapewniające odpowiednią pracę generatora odchylania poziomego oraz sam generator odchylania poziomego.
Impulsy synchronizacji ramki z wyjścia selektora są doprowadzane z końcówki 7 układu scalonego US251, a następnie wyprowadzenie 6 modułu MS1001 do modułu odchylania pionowego MV1002. Impulsy synchronizacji linii są natomiast doprowadzane do układu ARFiCz i porównywane w fazie i częstotliwości z impulsami uzyskiwanymi z generatora poziomego odchylania (synchronizacja pośrednia generatora). Ponieważ w odbiorniku telewizyjnym ważnym zagadnieniem jest zgodność faz impulsów synchronizacji z impulsami powrotów indukowanymi w transformatorze linii (zapewnia prawidłowe położenie obrazu na rastrze), w układzie scalonym US251 jest

wbudowany układ przesuwnika fazy. W przypadku wystąpienia różnicy faz zostaje natychmiast wytworzone w układzie odpowiednie napięcie regulacyjne, które powoduje powrót częstotliwości generatora do właściwej wartości i tym samym prawidłowe umiejscowienie obrazu na rastrze. Do regulacji układu kontroli fazy służy rezystor nastawny R259. O częstotliwości pracy generatora poziomego odchylania decydują elementy C256, R254, R255 oraz R256 (rezystor nastawny).

Z końcówki 2 układu scalonego US251 jest pobierany sygnał do wysterowania wzmacniacza odchylania poziomego, wykonanego z dwoma tranzystorami T951 i T952. Tranzystor T951, pracujący w stopniu sterującym wzmacniacz końcowy, jest periodycznie wprowadzany w stan nasycenia i zatkania. W czasie nasycenia tranzystora jest magazynowa energia w transformatorze Tr951, która następnie w okresie wybierania linii jest wykorzystywana w postaci prądu bazy tranzystora T952.

Obciążenie stopnia końcowego składa się z uzwojenia 1–2 transformatora Tr952 i kondensatora C955 oraz równolegle do nich dołączonych cewek odchylających L955-1, kondensatora C956 i korektora liniowości L954. Przez uzwojenie 1–2 transformatora Tr952 płynie prąd zasilania tranzystora T952, będący jednocześnie prądem głównej gałęzi zasilania odbiornika. Cewka L953 służy do dostrojenia układu wysokiego napięcia do piątej harmonicznej. Prawidłowe dostrojenie zapewnia małą rezystancję wewnętrzną źródła wysokiego napięcia, a więc małe zmiany wymiarów obrazu przy zmianach jego jaskrawości. Dzięki dostrojeniu układu do piątej harmonicznej maleje także amplituda impulsu powrotu na kolektorze tranzystora T952, co czyni jego pracę bardziej bezpieczną.

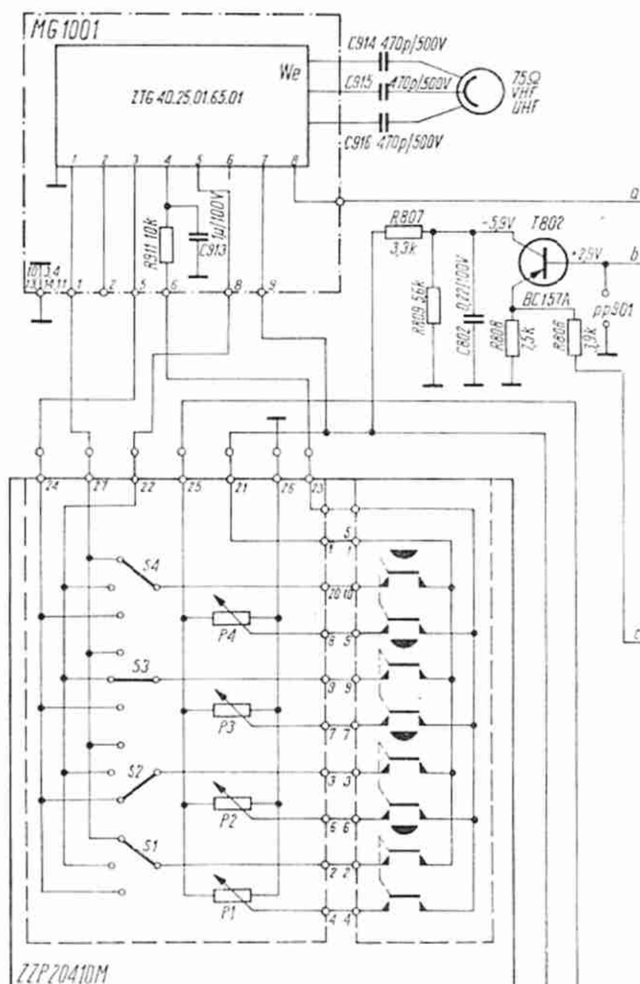
Układ odchylania pionowego jest wykonany z układem scalonym US301. Zawiera on synchronizowany generator odchylania, generator napięcia piłowego, generator impulsów powrotu oraz przedwzmacniacz i wzmacniacz końcowy.

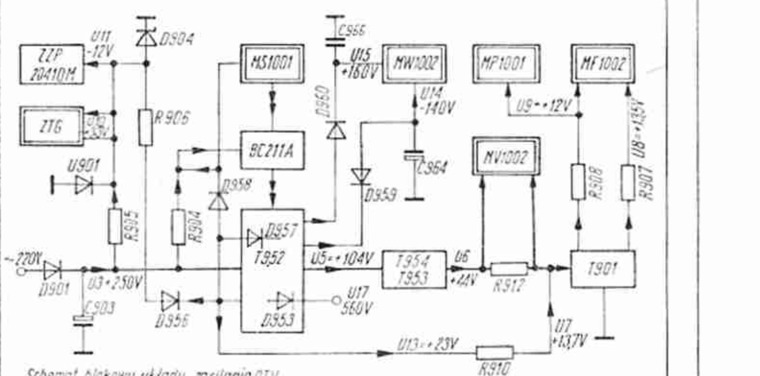
Impulsy synchronizacji ramki są doprowadzane do końcówki 8 układu scalonego Po odpowiednim ich ukształtowaniu wewnątrz układu, synchronizują one generator odchylania. Częstotliwość pracy generatora można zmieniać za pomocą rezystora nastawnego R302. Wyjście generatora odchylania jest połączone z wejściem generatora napięcia piłowego. Rezystorem nastawnym R305 można zmieniać amplitudę tego napięcia, czyli regulować wysokość obrazu.

Generator napięcia piłowego jest połączony ze wzmacniaczem końcowym poprzez stopień separujący i przedwzmacniacz. Rezystor nastawny R308, znajdujący się w obwodzie stopnia separującego, służy do regulacji liniowości obrazu w pionie. Do przedwzmacniacza (końcówka 10) są doprowadzane dwa przebiegi: jeden ze stopnia separującego, a drugi z rezystora R310, proporcjonalny do prądu płynącego przez cewki odchylające (zmiennoprądowe ujemne sprzężenie zwrotne). Rezystory R315, R314, R311 i R310 zapewniają sprzężenie stałoprądowe, ustalające napięcie spoczynkowe na wyjściu wzmacniacza końcowego (końcówka 4). Kondensator C309, blokujący przebiegi zmienne w gałęzi sprzężenia, zapobiega zmianom wysokości obrazu w czasie przełączania kanałów. Do wejścia wzmacniacza końcowego jest doprowadzane napięcie piłowe z przedwzmacniacza oraz impulsy z generatora impulsów powrotów, powodujące podwojenie napięcia na wyjściu wzmacniacza końcowego w okresie powrotów.

W odbiorniku NEPTUN 653 zastosowano szeregowy układ zasilania ważniejszych stopni (wzmacniacz końcowy odchylania poziomego, stabilizator szeregowy napięcia, układy odchylania pionowego oraz zasilacz niskonapięciowy 13,6 V), zapewniający stosunkowo mały pobór mocy z sieci zasilającej przez odbiornik.

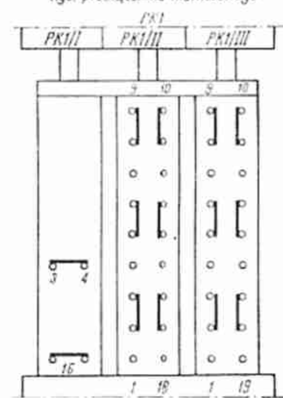
Na wejściu układu zasilania znajduje się prostownik sieciowy, pracujący z diodą D901. Równolegle do diody dołączono

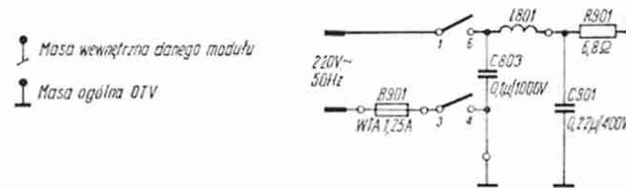




Schemat blokowy układu zasilania OTV

Rys. przełącznika klawiszowego





MP1001 · MS1001 · MF1002 · US101 TDA440 · US251-1262N · US201 · T101 BF197 · T952 BU204 · T951 BC211A/16 · T954 TE01461 · T353 BC393 · Tr.951 · Tr.952 · Poziom bieli · Reg. ARW · Synchr. H · Amplituda H · Antena przeciwzakł.

Pin No	V
Nr końc.	V
Pin No	Nr kc
V	V

UL1262N

Pin NO	V
Nr końc.	V
1	0
2	7,9
3	10
4	5,3
5	-1,4
6	1
7	0,92
8	1,3
9	0,01
10	-0,21
11	4,9
12	4,7
13	4,8
14	4,9

UL1242N

Nr końc.	1	2	3
V	0	2	0
Nr. końc.	8	9	10
V	7,1	3,5	2,1

No	Nr końc	1	2	3	4	5	6	7	8
	V	4,4	4,4	0	2,4	3,8	1,4	0,8	7,5
No	Nr końc	9	10	11	12	13	14	15	16
	V	7,5	3,4	4,2	7,3	12,5	6,1	4,5	4,5

3	4	5	6	7
0	0	1,6	2,2	3,5
10	11	12	13	14
2,1	11,1	11,2	2	3

UL1492R

Nr. końc.	1	2	3	4	5	6	7
V	12,6	9	0,6	0	0,5	0	0
Nr. końc.	8	9	10	11	12	13	14
V	0	0	0	0	6,7	0	13,5

kondensator C902 zapobiegający pasożytniczym drganiom w.cz. w momentach kluczowania diody. Rezystor R901 zabezpiecza diodę przed nadmiernym prądem w momencie włączania odbiornika do sieci. Pierwszy układ w szeregu zasilania to stopień końcowy odchylania poziomego. Napięcie zasilające ten stopień jest równe różnicy napięć U4 i U5, czyli ok. 130 V. Napięcie to jest stabilizowane za pomocą układu pracującego z tranzystorami T954 i T953 oraz diodą Zenera D954.

Następny układ w gałęzi zasilania to moduł odchylania pionowego. Sumaryczny prąd gałęzi głównej zasilania zamyka się przez układ scalony US301, równolegle z nim włączony stabilizator napięcia zasilającego wzmacniacz końcowy ramki pracujący z tranzystorem T301 i diodą Zenera D301 oraz przez rezystor bocznikujący R912. Rezystor R912 przejmuje na siebie część prądu, gdyż prądy płynące przez oba układy zawarte w module MV 1002 są mniejsze od prądu głównej gałęzi zasilania. Na końcu szeregowego układu zasilania umieszczono zasilacz niskiego napięcia pracujący z tranzystorem T901 i diodą Zenera D906, który zapewnia napięcia zasilające U7, U8 i U9.

W normalnie pracującym odbiorniku prąd w gałęzi głównej zasilania wynosi ok. 230 mA. Szczytowy pobór prądu przez tor fonii jest znacznie większy i dlatego zastosowano dodatkowo wspomaganie stabilizatora niskiego napięcia z zasilacza pomocniczego, pracującego z diodą D957. Prostuje ona impulsy powrotów linii, doprowadzane z uzwojenia 5–6 transformatora Tr952. Napięcie wspomagające U13 jest wykorzystywane również do zasilania modułu MS1001 i stopnia sterującego wzmacniacz końcowy odchylania poziomego w normalnych warunkach pracy odbiornika. Układy te, do czasu „wystartowania" stopnia końcowego odchylania poziomego są zasilane napięciem U12 uzyskiwanym z napięcia U3, zredukowanym za pomocą rezystora R904.

Stopień końcowy odchylania poziomego zapewnia jeszcze i inne napięcia zasilające, i tak:

- kineskop jest żarzony bezpośrednio prądem impulsowym uzyskiwanym z uzwojenia 7–8 transformatora Tr952,
- napięcie zasilające stopień końcowy wizji (U16) jest otrzymywane w wyniku prostowania impulsów powrotów linii uzyskiwanych z uzwojenia 13–14 transformatora Tr952, za pomocą diody D960; te same impulsy są wykorzystywane w prostowniku pracującym z diodą D956 i diodą Zenera D904, zapewniającym ujemne napięcie –12 V zasilające układy w głowicy w.cz. oraz w prostowniku pracującym z diodą D959, zapewniającym ujemne napięcie „podparcia" potencjometru jaskrawości (U14),
- napięcie zasilające układy ogniskowania promienia w kineskopie uzyskiwane w prostowniku pracującym z diodą D953
- wysokie napięcie uzyskiwane w układzie z powielaczem D951.

Rezystor R905 (redukcyjny) i układ scalony US901 zapewniają stabilizowane napięcie warikapowe +33 V.

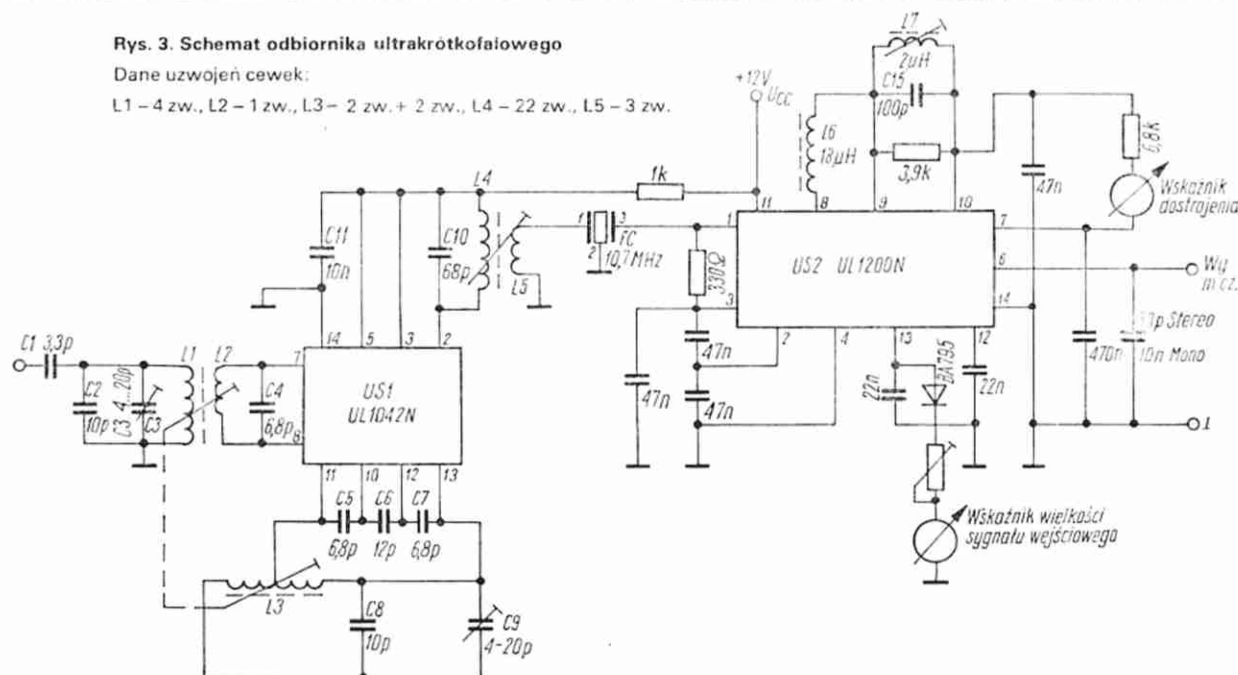
Na zakończenie opisu układów warto przypomnieć, że w odbiornikach z tak rozwiązanym zasilaniem zasilacz musi być sprawdzany w trakcie każdej naprawy i po jej ukończeniu. Wadliwa praca zasilacza lub innego układu może być przyczyną uszkodzenia się szeregu dodatkowych elementów (patrz „Wybrane uszkodzenia w OTV Neptun 625, 453, 653, opisane w nrze 9/84).

„Zybi"

Układ scalony UL1042N – *cd. ze str. 13*

Na rys. 3 przedstawiono schemat odbiornika ultrakrótkofalowego FM, w którym układ UL1042N pełni funkcję samodrgającego mieszacza zrównoważonego, strojonego indukcyjnie. Sygnał wejściowy w.cz. jest doprowadzany przez filtr wejściowy do symetrycznego wejścia „górnego piętra" układu, które przy dużym sygnale może pełnić funkcję pierwszego stopnia ograniczania.

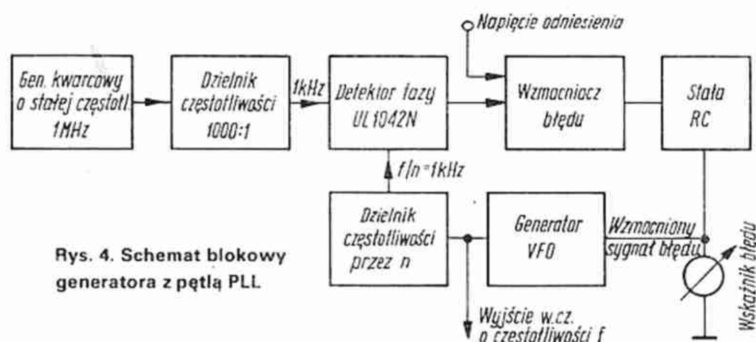
„Dolne piętro" układu UL1042N pracuje jako symetryczny generator o sprzężeniu pojemnościowym. Mimo stosowania mieszacza samodrgającego na wejściu odbiornika, przenikanie sygnału heterodyny do anteny odbiorczej jest niewielkie. Sygnał z wyjścia mieszacza odbiera się niesymetrycznie z wyprowadzenia 2. Ob-



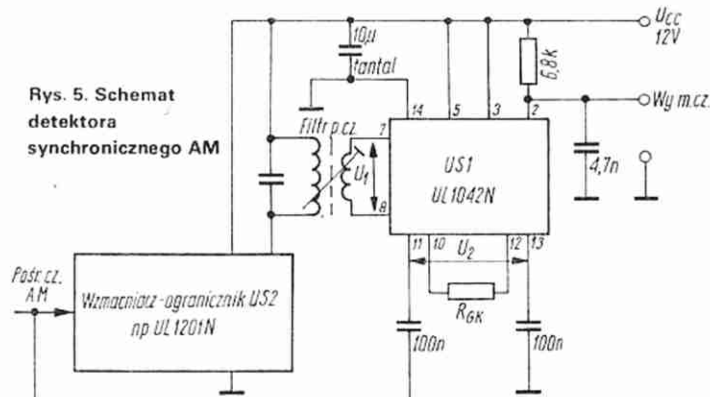
Rys. 3. Schemat odbiornika ultrakrótkofalowego

Dane uzwojeń cewek:

L1 – 4 zw., L2 – 1 zw., L3 – 2 zw. + 2 zw., L4 – 22 zw., L5 – 3 zw.



Rys. 4. Schemat blokowy generatora z pętlą PLL



Rys. 5. Schemat detektora synchronicznego AM

wód rezonansowy złożony z elementów L4, L5 i C10 zapewnia dopasowanie filtru ceramicznego do wyjścia mieszacza i tłumienie sygnałów o czętotliwości leżących poza pasmem przepustowym tego filtru. Dalej sygnał p.cz. jest wzmacniany i ograniczany w układzie UL1200N wyposażonym w demodulator koincydencyjny z obwodem przesuwnika fazy zawierającym elementy L6, L7, C15.

Przedstawiony układ odbiornika może być uzupełniony wzmacniaczem w.cz. zwiększającym czułość (bez wzmacniacza w.cz. ok. 10 μV/20 dB).

Powyższe przykłady nie wyczerpują możliwości zastosowania układu UL1042N w sprzęcie odbiorczym. Dla uzyskania dużego nachylenia przemiany napięcie heterodyny powinno wynosić ok. 0,5 V. Aby uzyskać duże wzmocnienie należy pamiętać o dopasowaniu układu zarówno od strony wejścia jak i wyjścia. Przy większych częstotliwościach dopasowanie do strony wejścia utrudnia duża pojemność wejściowa układu (reaktancja pojemnościowa znacznie mniejsza od rezystancji wejściowej).

Mając do dyspozycji układ scalonego mieszacza zrównoważonego można wykonać, oprócz układów przemiany, przestrajane generatory o wysokiej stabilności do sprzętu nadawczo-odbiorczego.

Możliwe są dwa sposoby osiągania wysokiej stabilności:

- przez zmieszanie częstotliwości z generatora kwarcowego z częstotliwością generatora przestrajanego, pracującego przeważnie z częstotliwością mniejszą,
- przez zastosowanie pętli PLL.

Zastosowanie mieszacza zrównoważonego w generatorach z mieszaniem ułatwia wybranie żądanej częstotliwości.

Generator z pętlą PLL składa się z: wzorcowego generatora kwarcowego o stałej częstotliwości, generatora o częstotliwości przestrajanej – VFO, dzielnika częstotliwości, detektora fazy i wzmacniacza błędu. Na świecie są produkowane specjalizowane układy scalone do tych generatorów. W kraju konieczne jest składanie ich z bloków. Na rys. 4 przedstawiono schemat blokowy generatora z pętlą PLL, który umożliwia otrzymanie wysokostabilnego źródła o przestrajanej częstotliwości z rastrem 1 kHz.

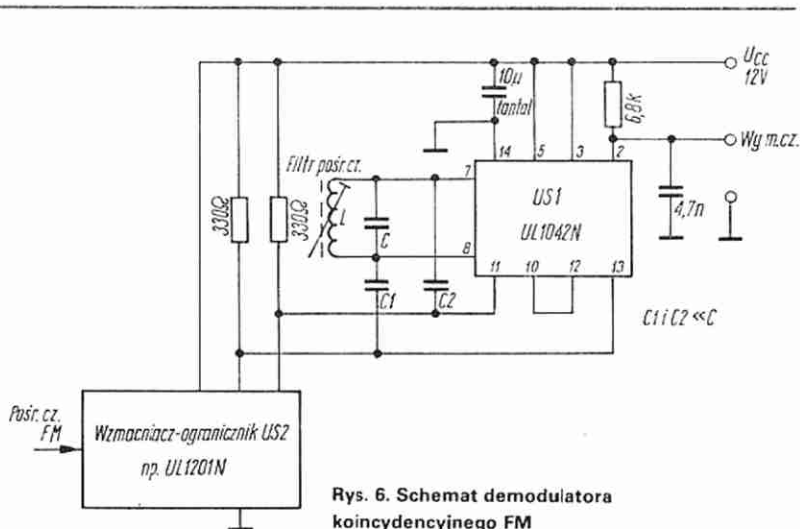
Zastosowanie układu UL1042N w amatorskich wzbudnicach SSB upraszcza ich konstrukcję i ułatwia osiągnięcie dobrych parametrów. Dzięki możliwości linearyzacji „dolnego piętra" można otrzymać małe zniekształcenia modulacji, a ponadto nie jest wymagana duża amplituda sygnału modulującego, co również upraszcza urządzenie.

Osiągnięcie tłumienia fali nośnej rzędu 50 dB nie jest problemem. Unika się konieczności nawijania transformatorów symetryzujących i dobierania diod modulatora kołowego.

Również problemy związane z demodulacją sygnału odbieranego rozwiązuje zastosowanie scalonego mieszacza zrównoważonego.

Na rys. 5 przedstawiono schemat synchronicznego demodulatora sygnałów z modulacją AM. Do układu scalonego UL1042N są doprowadzane dwa sygnały: sygnał z modulacją AM do wejścia „dolnego piętra" układu pracującego w zakresie liniowym oraz sygnał bez modulacji o częstotliwości równej częstotliwości fali nośnej do „górnego piętra" układu. „Górne piętro" układu scalonego, które stanowią tranzysotry T1...T4, pracuje jako synchroniczny przełącznik powodujący odwracanie fazy sygnału dochodzącego do „dolnego piętra" układu. Do prawidłowego działania demodulatora konieczne jest dobranie wielkości sygnału wejściowego lub wzmocnienia dolnego piętra układu tak, aby nie następowało przesterowywanie.

Sygnał doprowadzany do wejścia „górnego piętra" jest wytwarzany z sygnału z modulacją przez wielokrotne wzmocnienie i ograniczenie w dodatkowym wzmacniaczu US2. Zniekształcenia demodulacji w omawianym układzie są mniejsze niż w tradycyjnym detektorze diodowym. Sygnał demodulowany może



Rys. 6. Schemat demodulatora koincydencyjnego FM

być słabszy, a więc wymagane jest mniejsze wzmocnienie toru p.cz. Omówiony wyżej układ może również pełnić funkcję demodulatora sygnałów z modulacją CW i SSB. W tym przypadku należy do „górnego piętra" układu dostarczyć sygnał z pomocniczego generatora BFO.

Wykorzystując układ scalony UL1042N można zbudować demodulator FM. Schemat demodulatora koincydencyjnego przedstawiono na rys. 6. Niewiele on różni się od układu demodulatora z rys. 5. Sygnał wejściowy do układu US1, po dodatkowym wzmocnieniu i ograniczeniu przez wzmacniacz US2 jest doprowadzany bezpośrednio do wejścia „dolnego piętra" i przez układ przesuwnika fazy, złożony z kondensatorów C1 i C2 oraz obwodu rezonansowego LC, na wejście „górnego piętra". Obwód rezonansowy LC dostrojony jest do częstotliwości nośnej sygnału odbieranego, tj. do częstotliwości środkowej pasma przepustowego toru pośr. cz. Gdy do układu US1 dochodzi tylko częstotliwość nośna, sygnał na „górnym piętrze" jest przesunięty o 90° w stosunku do sygnału na „dolnym piętrze" układu. Zgodnie z wcześniej podanym wzorem zmienne napięcie wyjściowe będzie równe zeru, ponieważ:

$$U_0 = A \cdot U_1 \cdot U_2 \cdot \cos 90° = 0$$

przy czym:

A – współczynnik proporcjonalności.

Gdy do układu jest doprowadzany sygnał o innej częstotliwości niż częstotliwość nośna (modulacja FM), przesunięcie fazowe będzie różne od 90° i powstanie na wyjściu sygnał większy niż 0.

Przedstawione układy demodulatorów niewiele się różnią i można spróbować połączyć je w jeden zespół, szczególnie w przypadku mniejszej, pośredniej częstotliwości (odbiornik z rys. 2). Demodulator z rys. 6 może służyć do automatycznego podstrajania częstotliwości w odbiorniku z modulacją AM.

LITERATURA

1. WT-81 (CEMI) B-133. Warunki techniczne.
2. Schaltbeispiele. Siemens 1975/76.
3. Kuciński S.: Układ scalony UL1042N. Elementy półprzewodnikowe i układy scalone. Warszawa. PIE-BOINTE, nr 3–4/1980.

Prosty zegar ciemniowy

Wykonując opisany niżej zegar ciemniowy kierowano się oszczędnością i dostępnością podzespołów. Stosując popularne bramki NAND i liczniki uzyskano możliwość odmierzania czasu od 0,5 do 64 sekund co 0,5 s lub od 0,5 do 64 minut co 0,5 min.

Przyciśnięcie przycisku START uruchamia generator (układ US1a, b), którego pierwszy impuls przez przerzutnik RS (układ US7b, c) włącza przekaźnik sterujący lampą powiększalnika (lub brzęczykiem przy długich czasach, np. podczas wywoływania filmów). Następne impulsy są zliczane przez dwa układy UCY7493. Ich wyjścia są połączone przez wyłączniki programujące w kodzie dwójkowym z wejściem układu UCY7430. W chwili, gdy stan liczników jest zgodny z zaprogramowanym, na wyjściu tej bramki pojawia się stan niski kasujący oba przerzutniki RS (US1c, d oraz US7b, c), powodujący w ten sposób wyłączenie lampy powiększalnika i wyzerowanie liczników.

Przycisk P służy do włączenia lampy, np. przy ustawianiu ostrości, a przycisk STOP do natychmiastowego wyłączenia. Zrezygnowano ze sterowania zegara częstotliwością sieci 50 Hz i zastosowano generator wewnętrzny (dwie bramki NAND US1a, b). Lepszą stabilność można uzyskać wykonując generator przy użyciu układu UCY74123 i umieszczając go w termostacie.

Przyciski START, STOP, P są niestabilne, a jako wyłączniki programujące zastosowano przyciski bistabilne Isostat. Dodatkowe zestyki można wykorzystać do włączania żarówek podświetlających skalę czasu, pamiętając o przesłonięciu ich np. czerwonym celuloidem. *Janusz Górski*

Schemat zegara ciemniowego

Transwerter QRP 10/80 m

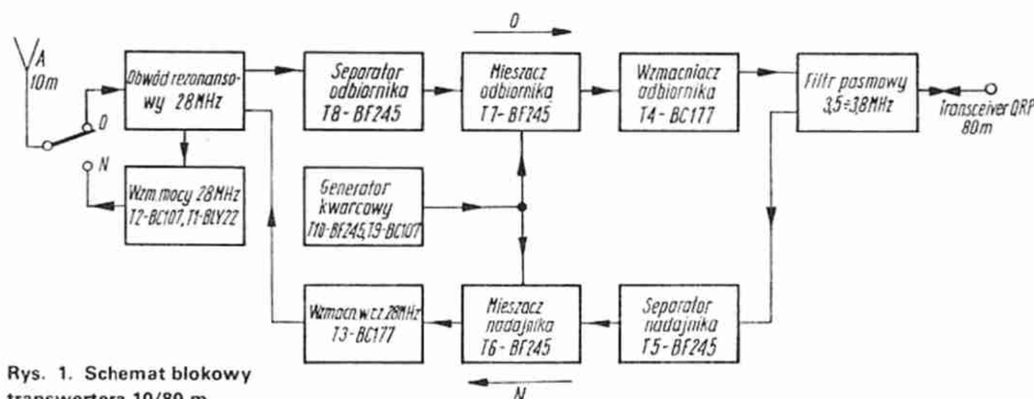
mgr inż. ANDRZEJ JANECZEK

Transwerter QRP 10/80 m jest przystawką umożliwiającą posiadaczom jednopasmowego transceivera QRP (SSB-CW) na zakres 3,5...3,8 MHz pracę w pasmie 28 MHz. Moc wyjściowa toru nadawczego wynosi około 1 W przy mocy wejściowej z transceivera 20...50 mW. Czułość toru odbiorczego jest nie gorsza niż 1 μV i w głównej mierze zależy od czułości transceivera.

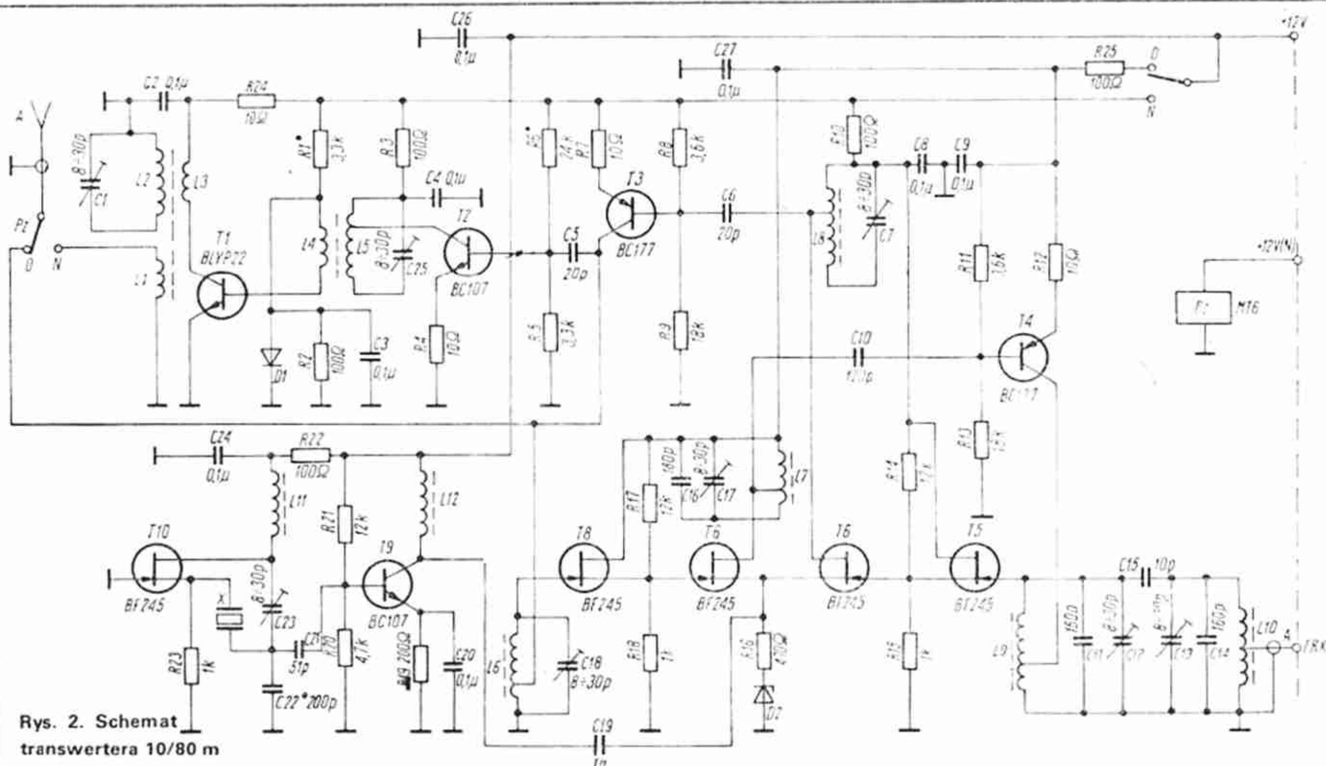
Schemat blokowy transwertera z zaznaczeniem powiązań jego członów w warunkach pracy jako odbiornik, bądź jako nadajnik, przedstawiono na rys. 1. W urządzeniu zastosowano łatwo dostępne podzespoły czynne i bierne krajowej produkcji.

Schemat ideowy przystawki jest przedstawiony na rys. 2. Podczas odbioru sygnał z anteny przez zestyki przekaźnika Pz jest doprowadzany do obwodu rezonansowego L6, C18, po czym do wtórnika źródłowego z tranzystorem T8. Rezystor R18 jest obciążeniem wtórnika, a jednocześnie stanowi wraz z rezystorem R17 dzielnik napięcia ustalający punkt pracy mieszacza z tranzystorem T7. W celu ustawienia punktu pracy mieszacza na odcinki kwadratowej charakterystyki napięciowo-prądowej zastosowano dodatkowo w źródle diodę Zenera D2 oraz rezystor R16. Z obwodu wyjściowego mieszacza L7, C16, C17 sygnał pośr. cz. (3,5...3,8 MHz) jest wzmacniany przez tranzystor T4, a następnie doprowadzany do wejścia antenowego transceivera za pomocą dwuobwodowego filtru L9, C1, C12, C15, L10, C13, C14.

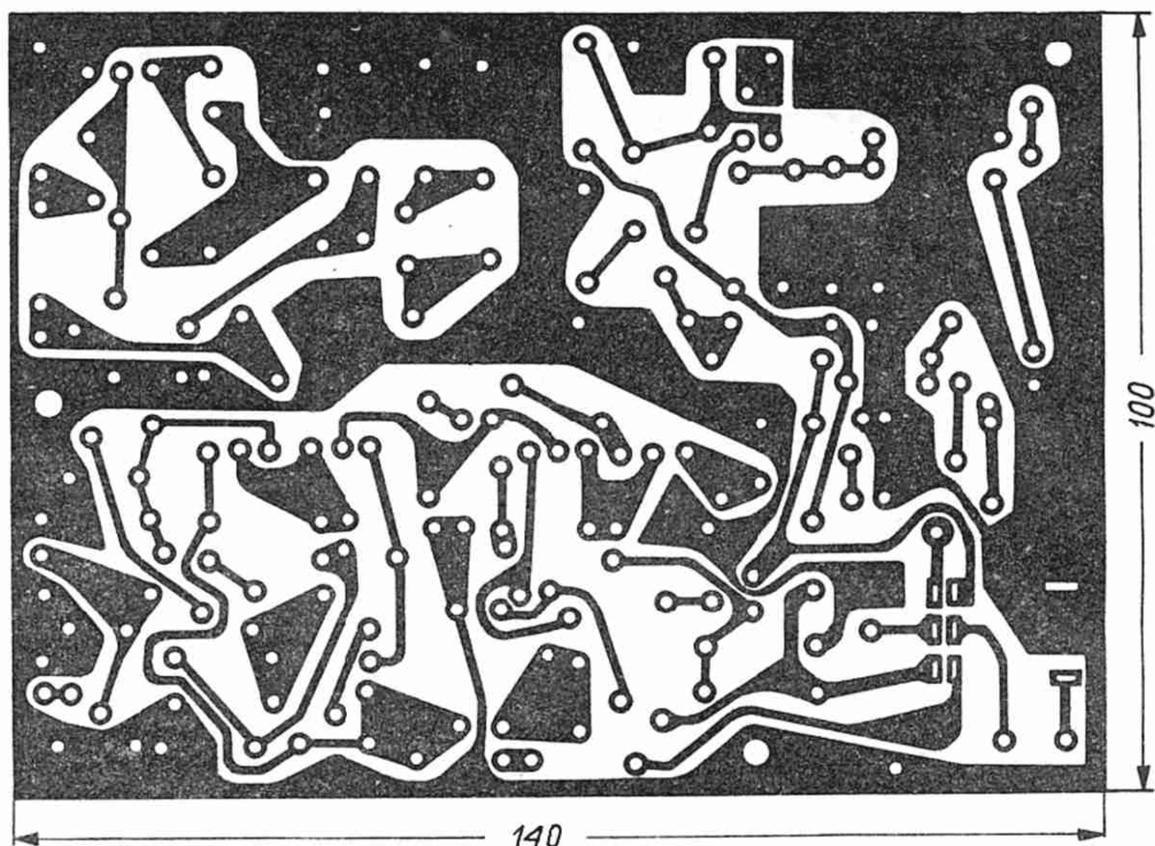
Podczas nadawania sygnał z transceivera przez ten sam filtr dwuobwodowy oraz wtórnik źródłowy z tranzystorem T5 jest doprowadzony do mieszacza z tranzystorem T6. W celu uproszczenia sposobu przełączania (nadawanie-odbiór) źródła



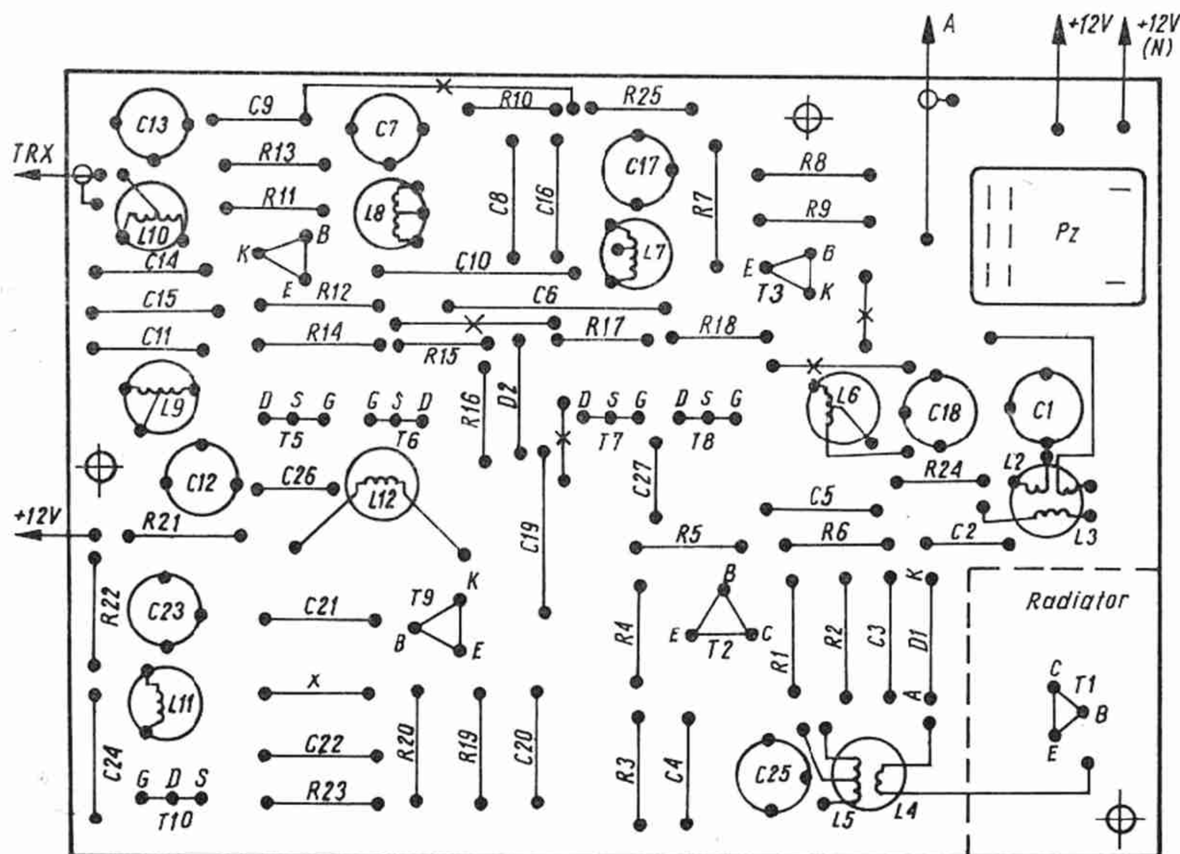
Rys. 1. Schemat blokowy transwertera 10/80 m



Rys. 2. Schemat transwertera 10/80 m



Rys. 3. Płytka drukowana transwertera – widok od strony druku



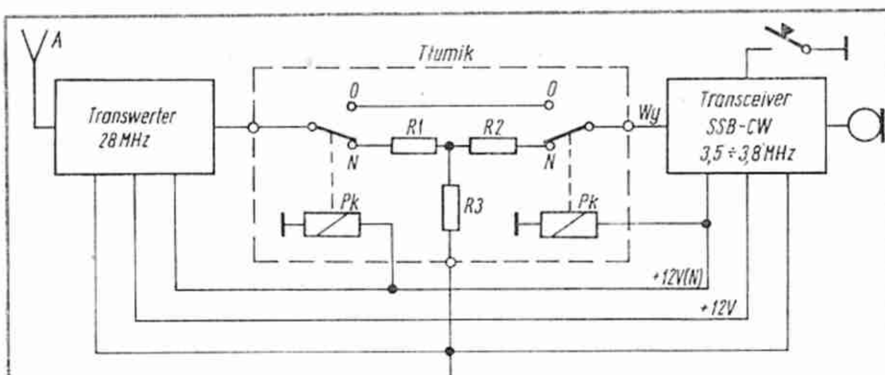
Rys. 4. Płytka drukowana transwertera – widok od strony elementów

tranzystorów polowych T7 i T6 zostały połączone ze sobą. W obwodzie rezonansowym L8, C7 powstaje sygnał leżący w pasmie 10 m, który następnie zostaje wzmocniony w układzie z tranzystorem T3. Dzięki obwodowi L6, C18 sygnał zostaje dodatkowo odfiltrowany, a następnie doprowadzany do dwustopniowego wzmacniacza mocy z tranzystorami T2, T1. Obciążeniem tranzystora T2 jest obwód rezonansowy L5, C25, którego wtórne uzwojenie (L4) steruje wzmacniacz z tranzystorem T1. Sygnał wyjściowy uformowany w pasmie 10 m przez obwód L3, L2, C1 oraz wtórne uzwojenie sprzęgające L1 jest doprowadzany przez zestyki przekaźnika do anteny.

Generator kwarcowy pracuje z tranzystorem polowym T10 w układzie z uziemioną bramką. Tranzystor T11 stanowi wzmacniacz sygnałów generatora zapewniając wyjściową amplitudę sygnału w.cz. około 2,5 V. W urządzeniu modelowym zastosowano rezystor kwarcowy o częstotliwości 32,1 MHz (10,7), przez co uzyskano częstotliwość pracy przystawki 28,3...28,6 MHz. W zależności od zastosowanego w generatorze rezonatora kwarcowego uzyska się pokrycie odpowiedniego wycinka pasma 10 m. Chcąc uzyskać pokrycie całego pasma amatorskiego należy zastosować rezonatory o następujących wartościach: 31,8; 32,1; 32,4; 32,7; 33,0; 33,3 MHz przełączane sześciopozycyjnym przełącznikiem podzakresów.

Wszystkie uzwojenia w transwerterze zostały nawinięte na pierścieniowych rdzeniach toroidalnych o średnicy zewnętrznej 10 mm, z materiału U11, pochodzących z filtrów FM. W przypadku posiadania pierścieni ferrytowych z nieznanego materiału (liczbie AL), liczby zwojów należy ustalić doświadczalnie, zachowując indukcyjności podane w tablicy (umożliwiło to wyeliminowanie ekranów).

Całe urządzenie zmontowano na jednej płytce drukowanej (rys. 3 i 4) o rozmiarach 160×100 mm. Płytkę umieszczono w obudowie wykonanej przez wygięcie dwóch prostokątów blachy aluminiowej w kształcie litery U. Urządzenie wyposażono w dwa gniazda BNC zapewniające wejście i wyjście oraz w gniazdo diodowe doprowadzające napięcie zasilania oraz napięcie sterujące przekaźnik. Napięcia te są pobierane z transceivera.



Rys. 5. Sposób połączenia transwertera z transceiverem za pomocą tłumika (R1=R2, R1+R3=75 Ω)

Uwaga: wartości R1...R3 zależne są od mocy wyjściowej transceivera.

Uruchomienie transwertera rozpoczynamy od generatora kwarcowego. Jego zestrojenie na częstotliwość pracy rezonatora należy wykonać przez regulację trymerem C23. W razie trudności z uzyskaniem drgań należy zmienić wartość trymera C22. Napięcie o amplitudzie około 2,5 V, o możliwie sinusoidalnym przebiegu, należy uzyskać na źródłach tranzystorów mieszaczy przez dobranie elementów C21 i R21.

W następnej kolejności należy zestroić filtr dwuobwodowy za pomocą trymerów C12, C13. W tym celu do bazy tranzystora T4, przez kondensator o pojemności rzędu 10 pF należy doprowadzić sygnał o częstotliwości około 3,65 MHz i mocy około 15 mW (można połączyć przez tłumik wyjścia transceivera przystosowanego do pracy emisją A1). Mierzymy na wyjściu A – TRX napięcie woltomierzem w.cz. lub miernikiem uniwersalnym z sondą w.cz. Trymery C12, C13 należy tak ustawić, aby uzyskać jak najbardziej równomierne wychylenie wskazówki woltomierza podczas przestrajania generatora w zakresie 3,5...3,8 MHz. Następnie sygnał z generatora o częstotliwości zbliżonej do częstotliwości środkowej żądanego pasma 10 m i amplitudzie kilku mikrowoltów doprowadzamy do gniazda antenowego transwertera i ustawiamy trymery C18, C17 na maksimum wskazań na wyjściu A – TRX. Po ustawieniu trymerów, kierując się jednocześnie maksymalnym napięciem na wyjściu, dobieramy wartość rezystora R17.

W torze nadawczym, w pierwszej kolejności po przełączeniu transwertera na nadawanie i doprowadzeniu sygnału o częstotliwości 3,65 MHz oraz około 20 mW do gniazda A – TRX, należy ustawić trymer C7 tak, aby uzyskać maksymalną amplitudę napięcia na drenie tranzystora T6. Wartość rezystora R14 należy dobrać również tak, aby uzyskać maksymalną amplitudę wyjściową. Szczególną uwagę należy zwrócić na dobór punktów pracy tranzystorów we wzmacniaczu mocy.

Prąd spoczynkowy tranzystora T2 należy ustalić rezystorem R6 na wartość zbliżoną do 5 mA, a tranzystora T1 – dobraniem wartości rezystora R1 na wartość prądu 10...15 mA. Pomiar prądów spoczynkowych należy wykonać pośrednio za pomocą pomiaru spadków napięć na rezystorach R4 i R24. Tranzystor mocy T1 umocowano na płytce z blachy aluminiowej o grubości 4 mm i rozmiarach 24×35 mm, którą przykręcono do obudowy. Dioda D1 powinna dotykać obudowy radiatora, gdyż tylko w ten sposób będzie wpływać na zmniejszenie prądu tranzystora T1 przy wzroście jego temperatury. W celu uzyskania maksymalnej sprawności wzmacniacza mocy można dobrać liczbę zwojów cewki L4 regulując za każdym razem ustawienie trymera C25 na maksymalne napięcie występujące na rezystorze 75 Ω, dołączonym do wyjścia antenowego.

Obwód wyjściowy wzmacniacza mocy korygujemy również przez dobranie liczby zwojów cewki L1 oraz ustawienie trymera C1 na maksymalną amplitudę sygnału wyjściowego. Jeżeli wzmacniacz mocy będzie wykazywał tendencje do samowzbudzenia, można w szereg z uzwojeniem cewki L4 włączyć rezystor o war-

Dane techniczne cewek

Oznaczenie	Indukcyjność [μH]	Liczba zwojów	Drut
L1	–	3	DNEJ 0,4
L2	1,4	12	DNEJ 0,4
L3	–	2	DNEJ 0,4
L4	–	2	DNEJ 0,4
L5	0,5	3+5	DNEJ 0,4
L6	0,5	3+5	DNEJ 0,4
L7	7,5	20+5	DNEJ 0,2
L8	0,5	2+6	DNEJ 0,4
L9	7,5	20+5	DNEJ 0,2
L10	7,5	20+5	DNEJ 0,2
L11	0,67	7	DNEJ 0,4
L12	100	40	DNEJ 0,2

tości kilku omów. Proces strojenia transwertera będzie przebiegał znacznie szybciej, jeśli wszystkie obwody rezonansowe zostaną wstępnie zestrojone „na zimno" za pomocą GDO.

Sposób połączenia transceivera o mocy wyjściowej większej od 50 mW z opisanym transwerterem przedstawiono na rys. 5. Jednak w przypadku mocy większej niż 2...3 W nie zaleca się stosowania tłumika, nie tylko ze względu na ekonomiczne zasilanie, lecz również ze względu na możliwość uszkodzenia elementów wejściowych transwertera. W takim przypadku lepiej dobudować dodatkowe gniazdo BNC w transceiverze, pomijające wzmacniacz mocy.

Na podstawie powyższego opisu można wykonać transwerter rozszerzający zakres częstotliwości pracy transceivera QRP, mającego już zakres 28 MHz, na częstotliwość 144 MHz (10/2 m). W tym celu należy zmienić obwody rezonansowe i rezonator kwarcowy na inne częstotliwości pracy, z czym bardziej zaawansowani konstruktorzy nie powinni mieć trudności.

LITERATURA

[1] „Radio" (radz.) nr 1/1984

[2] Chojnacki W.: Układy nadawcze i odbiorcze dla krótkofalowców. WKiŁ, Warszawa 1979



Przerywacz do latarki

MARIA i WOJCIECH NOWAKOWSCY

Zwykłą, ręczną latarkę elektryczną można zamienić w awaryjne przenośne światło ostrzegawcze z wbudowanym źródłem zasilania. Łatwo sobie wyobrazić, jak potrzebna może być tak udoskonalona latarka w sytuacji, gdy np. unieruchomiony samochód z uszkodzonym akumulatorem stoi o zmroku na zakręcie drogi. Aby zwiększyć skuteczny zasięg widoczności stosuje się impulsowe świecenie latarki. Impulsowa praca latarki zapewnia odpowiedni układ przerywacza.

Wbudowanie elektronicznego przerywacza do latarki nie ogranicza jej pierwotnego przeznaczenia. Przerywacz jest tak mały, że nie wymaga żadnej przebudowy latarki, a jego włączenie w obwód latarki sprowadza się do włożenia pod jedną z elektrod baterii odpowiedniej płytki kontaktowej. Po wyjęciu tej płytki latarka odzyskuje swoją pierwotną funkcję.

Układ przerywacza stanowi przerzutnik astabilny (tranzystory T1, T2) i wzmacniacz prądu wyjściowego (tranzystor T3). W czasie przewodzenia tranzystora T3 świeci żarówka Ż. Częstotliwość włączania żarówki Ż powinna wynosić 90 ±30 impulsów na minutę. Częstotliwość pracy można zmieniać dobierając odpowiednią pojemność kondensatora C lub rezystancję rezystora R2.

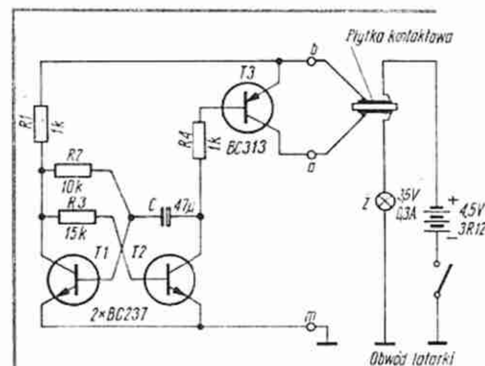
Przerywacz zmontowano na płytce drukowanej z rys. 2, zgodnie ze schematem montażowym z rys. 3. Zmontowany układ przerywacza przedstawiono na rys. 4.

Płytkę kontaktową, widoczną na fotografii (rys. 4), należy wykonać z laminatu dwustronnego. Aby uzyskać dobry styk, obie strony płytki trzeba pocynować. Jej obrzeża powinny być sfazowane pilnikiem, aby nie spowodować zwarcia.

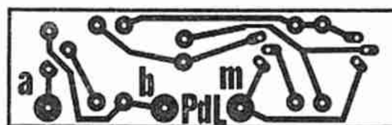
Podłączenie przerywacza sprowadza się do połączenia przewodu masy układu z obudową latarki. Płytkę kontaktową należy włożyć między wyprowadzenie dodatniego bieguna baterii a blaszkę kontaktową gniazda latarki. Bateria musi być przy tym umieszczona tak, aby jej dodatni biegun znajdował się z lewej strony gniazda, tak jak pokazuje strzałka na (rys. 5).

Latarka powinna świecić światłem żółtym, tzw. samochodowym. Aby taką barwę świecenia uzyskać, trzeba pod szkiełko latarki włożyć folię celuloidową o odpowiednim kolorze.

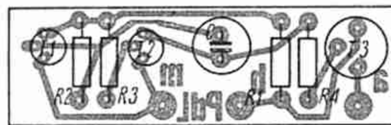
Podczas zasilania z baterii 3R12 latarka z układem przerywacza pracuje nieprzerwanie co najmniej 3 godziny.



Rys. 1. Schemat przerywacza do latarki

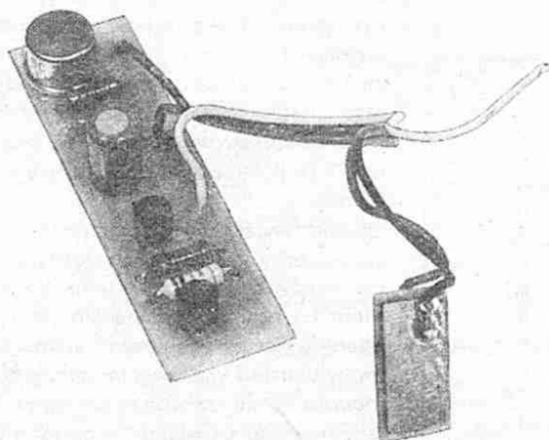


Rys. 2. Płytka drukowana przerywacza



Rys. 3. Schemat montażowy przerywacza

Rys. 4. Wygląd układu przerywacza



Rys. 5. Latarka z układem przerywacza



Wskaźnik obrotów optymalnych silnika

DARIUSZ SOLNICA

Eksploatacja silnika w zakresie bliskim największemu momentowi obrotowemu umożliwia nie tylko zmniejszenie zużycia paliwa, ale również zwiększa trwałość poszczególnych jego części. Stosowane obrotomierze zbytnio absorbują kierowcę i wymagają analizy odczytywanych wskazań. Lepszym rozwiązaniem wydaje się wskaźnik obrotów optymalnych. Przykład rozwiązania układowego takiego wskaźnika jest opisany w artykule. Dodatkową funkcją opisanego układu jest sygnalizowanie kierowcy właściwych momentów do zmiany biegu.

Wskaźnik jest sterowany impulsami z przerywacza. Zakresy prędkości obrotowej sygnalizują dwie diody elektroluminescencyjne: zielona i czerwona. Zasadę interpretacji wskazań przedstawiono w tablicy. Jednoznaczna sygnalizacja umożliwia łatwe rozróżnianie zakresów przejściowych poniżej i powyżej obrotów optymalnych.

Impulsowe świecenie diod jest zauważalne nawet bez bezpośredniej obserwacji wskaźnika. Pomaga to zorientować się, kiedy należy zmienić biegi, aby jazda była ekonomiczna.

Układ skonstruowano przy użyciu krajowych układów scalonych CMOS. Maksymalny pobór prądu nie przekracza 25 mA. Schemat układu wskaźnika przedstawiono na rysunku.

Impulsy napięcia powstające na zestykach przerywacza zmieniają swój kształt przy zmianie prędkości obrotowej wału korbowego. Muszą więc zostać odpowiednio uformowane w celu ujednolicenia ich parametrów. Impulsy napięcia są filtrowane przez obwód utworzony z rezystorów R1 i R2 i kondensatora C1, a następnie różniczkowane w obwodzie różniczkującym C2, R3. Diody D1, D2 ograniczają amplitudę impulsów szpilkowych, zabezpieczając układ scalony przed zniszczeniem.

Impulsy szpilkowe wyzwalają uniwibrator zrealizowany z bramki NAND US1a oraz inwertera US2a. Wyzwalany opadającym zboczem impulsu uniwibrator, niezależnie od obrotów, generuje impulsy o stałej amplitudzie i stałym czasie trwania, określonym przez stałą czasu C3, R4. Tranzystor T1 pracuje w układzie wtórnika napięcia, którego obciążeniem jest układ całkujący R7, C4. Napięcie na kondensatorza C4 jest proporcjonalne do liczby obrotów wału korbowego.

Bramki US1b, US1c, US2b, US2d spełniają funkcję komparatorów napięcia.

Potencjometrami montażowymi P1, P2, P3, P4 reguluje się poziomy napięcia, przy których są włączane komparatory, uruchamiające układy wykonawcze sterujące świeceniem diod elektroluminescencyjnych.

Multiwibratory utworzone z bramek US1d, US2e i US1c, US2c, zapewniają impulsowe świecenie diod D6, D7 z różną częstotliwością. Częstotliwości pracy multiwibratorów zależą od wartości pojemności odpowiednio kondensatorów C6 i C5.

Diody D3, D4, D5 tworzą układ, który realizuje funkcję sumy logicznej. Rezystory R10, R11 ograniczają prąd diod świecących D6, D7 i mają wpływ na intensywność świecenia.

Tranzystor T2 i dioda D8 stabilizuje napięcie zasilające układ i w ten sposób uniezależnia wskazania układu od zmian napięcia akumulatora.

Zasada sygnalizacji wskaźnika obrotów

Prędkości obrotowe silnika czterosuwowego	Zakres obrotów	Sygnalizacja
1500	za niskie	świeci się dioda czerwona
1500...2700	przejściowe małe	wolno migają na przemian diody czerwona i zielona
2700...4000	optymalne	świeci się dioda zielona
4000...6000	przejściowe duże	szybko migają na przemian diody czerwona i zielona
6000	za wysokie	świeci się dioda czerwona

Leksykon techniki hi-fi i wideo (13)

Elektroniczny układ do poszerzania bazy stereofonicznej, układ stosowany w stereofonicznych, przenośnych odbiornikach radiofonicznych, radiomagnetofonach i odbiornikach telewizyjnych zawierających wbudowane głośniki, w celu poprawy efektu stereofonicznego, tj. wywołania wrażenia większej odległości między głośnikami (poszerzenie bazy).

Elektrostatyczne słuchawki, słuchawki pojemnościowe wysokiej jakości, stosowane w sprzęcie hi-fi, pracujące na zasadzie efektu oddziaływania sił elektrostatycznych na membranę o małej masie. Siły te powstają między membraną i stałą elektrodą w wyniku doprowadzenia do nich napięcia zmiennego sygnału i stałego napięcia polaryzacji. Źródłem napięcia polaryzacji jest osobny układ zasilany z sieci.

ENG, ang., skrót od Electronic News Gathering, elektroniczne gromadzenie wiadomości dziennikarskich za pomocą kamery wizyjnej i magnetowidu. Nagromadzony materiał wizyjny i dźwiękowy może podlegać obróbce montażowej (Electronic Editing – montaż nagrań magnetowidowych) lub może być wykorzystany bez dodatkowej obróbki.

EPROM, ang., skrót od Electrically Programmable Read Only Memory, programowana pamięć stała. Programowanie odbywa się na drodze elektrycznej. Kasowanie zawartości pamięci następuje przez kilkuminutowe naświetlenie struktury pamięci promieniami ultrafioletowymi przez okienko ze szkła kwarcowego umieszczone w górnej powierzchni układu scalonego.

EQ, ang., skrót od Equalization, na ściance magnetofonu, oznaczenie korektora charakterystyki częstotliwościowej magnetofonu (dotyczy znormalizowanych charakterystyk zapisu).

Equalizer-Booster, ang., stosowana przez niektóre firmy nazwa segmentu (urządzenia) uzupełniającego do stereofonicznych odbiorników samochodowych, składających się z wieloczłonowego korektora charakterystyki częstotliwości i wzmacniacza mocy. Zadaniem urządzenia jest poprawa jakości odtwarzania muzyki w niekorzystnych warunkach akustycznych wnętrza pojazdu. E-B zawiera najczęściej korektor charakterystyki częstotliwościowej o następujących częstotliwościach zasadniczych: 60, 250, 1000, 3500, 12 000 Hz. E-B jest wyposażony przeważnie w cztery kanały wzmacniające dla czterech zestawów głośnikowych o łącznej mocy 4×10...20 W. Wejście E-B przyłącza się zwykle do gniazd głośnikowych odbiornika.

Eurocolor 20 AX, nazwa firmowa rodziny kineskopów kolorowych firmy Philips, maskowych, typu IL (In Line) przystosowanych do standardu 625 linii. Działa elektronowe kineskopu są umieszczone w jednej płaszczyźnie, ekran pokrywają pionowe paski luminoforów RGB, zaś otwory maski mają kształt krótkich pionowych szczelin. Samozbieżność uzyskuje się przez odpowiedni rozkład pola cewek odchylających.

Europejski system przywoławczy „Europiep", system przekazywania, za pomocą zakodowanych sygnałów radiowych, wezwań do abonentów telefonicznych, znajdujących się w dowolnym miejscu na obszarze objętym systemem. Abonent dysponujący odpowiednim odbiornikiem kieszonkowym, po usłyszeniu sygnału przywoławczego, może połączyć się z dowolnego aparatu telefonicznego sieci publicznej z wzywającym go rozmówcą, wykręcając zakodowany numer. Realizacja połączenia w systemie „Europiep" jest dla abonenta 10 razy tańsza od połączenia za pomocą radiotelefonu zintegrowanego z siecią publiczną.

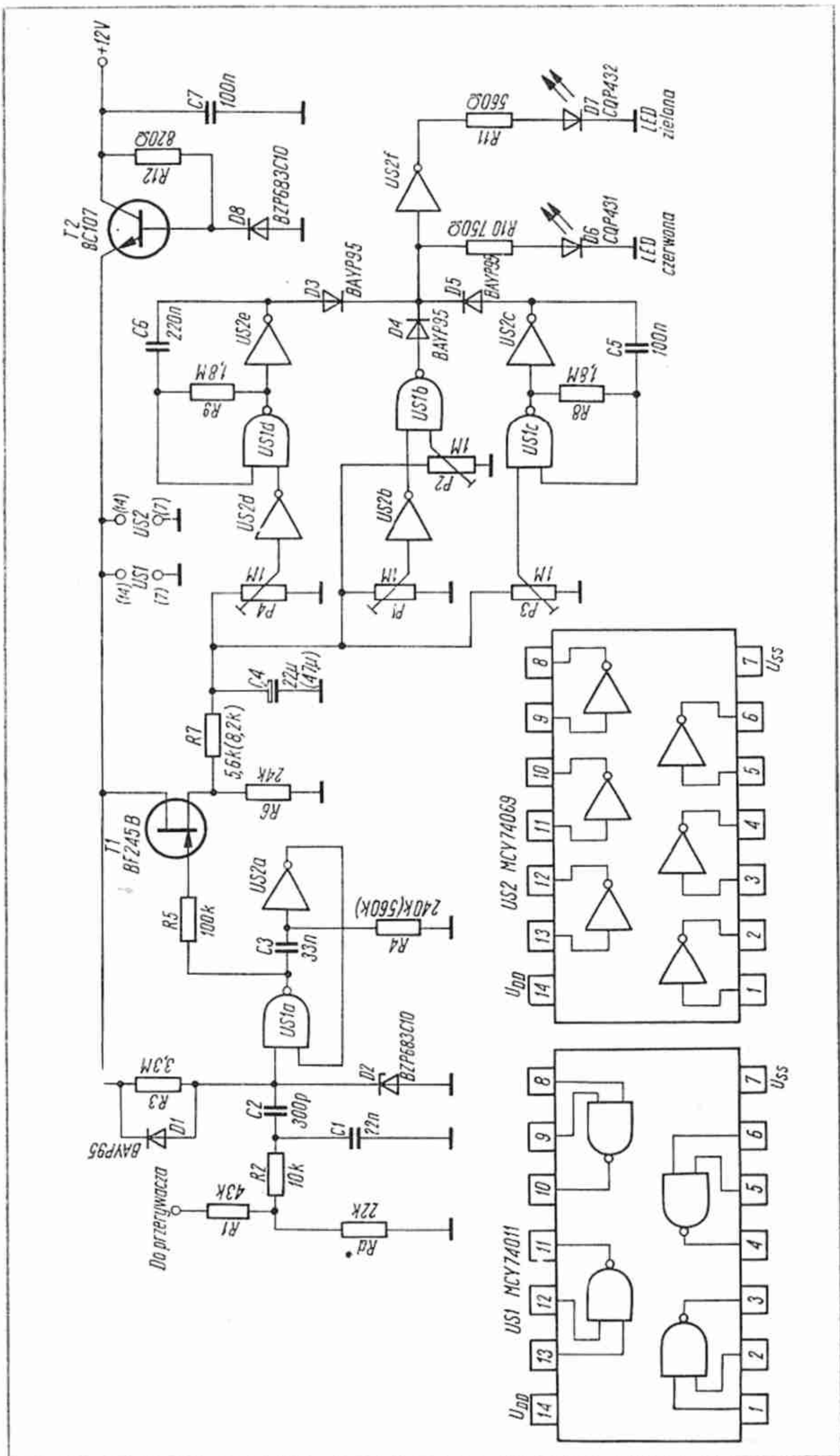
Fade Edit, ang., układ elektroniczny w magnetofonach kasetowych do płynnego wyciszania określonych części nagranej taśmy, umożliwiający jednocześnie tzw. kontrolę „po taśmie", zaprojektowany do dokonywania dodatkowych nagrań, zapowiedzi, komentarza itp. Nazwa firmowa.

Fast Forward, ang., dosł. szybko do przodu; 1) w technice wizyjnej – przyspieszenie przeglądania obrazów ruchomych. W dyskowidach typu CAV zazwyczaj następuje przez odczyt określonych śladów, np. co piąty, dziesiąty itd. obrót dysku; w magnetowidach – przez pominięcie określonej liczby ścieżek wizyjnych przy przyspieszonym przesuwie taśmy, 2) w technice magnetofonowej – szybkie przewijanie taśmy do przodu; skrótem FF jest oznaczony przycisk szybkiego przewijania.

Ferro, oznaczenie firmowe, stosowane na kasetach z taśmą magnetyczną klasy standardowej z tlenkiem żelaza.

Ferrocolor, oznaczenie używane przez firmę Agfa, stosowane na kasetach z taśmą magnetyczną klasy standardowej z tlenkiem żelaza.

Ferrofluid, zawiesina niezwykle małych cząstek tlenków żelaza o bardzo wysokiej przenikliwości magnetycznej, znajdującej się w postaci cieczy w szczelinie obwodu magnetycznego głośników kopułkowych średniotonowych i wysokotonowych niektórych firm zachodnich. F. zmniejsza opór magnetyczny obwodu, tłumi drgania własne układu drgającego głośnika oraz zwiększa obciążalność termiczną cewki i tym samym moc znamionową głośnika.



Wejścia układów CMOS są zabezpieczone przed przebiciem ładunkiem elektrostatycznym, ale przy montażu należy przestrzegać następujących zaleceń:

– grot lutownicy należy połączyć z masą układu,

– na czas lutowania odłączyć napięcie zasilające,

– układy scalone montować jako ostatnie podzespoły wskaźnika,

– do czasu przylutowania unikać zbyt częstego dotykania wyprowadzeń układów.

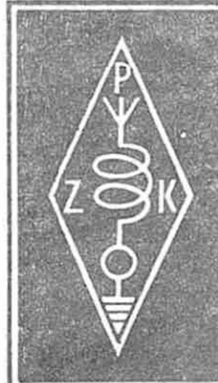
Przestrzeganie tych zaleceń zabezpieczy układy przed przypadkowym zniszczeniem i umożliwi bez problemu uruchomienie wskaźnika.

Do skalowania wskaźnika jest potrzebny generator impulsów prostokątnych o amplitudzie większej od 15 V.

Regulację można przeprowadzić również przy użyciu dobrze wyskalowanego obrotomierza.

Dla silnika czterosuwowego o czterech cylindrach założono następujące prze-

Cd. na str. 32



KRÓTKOFALOWIEC POLSKI

POLSKI ZWIĄZEK KRÓTKOFALOWCÓW
CZŁONEK MIĘDZYNARODOWEJ UNII RADIOAMATORSKIEJ (IARU)
Skrytka pocztowa 320, 00-950 Warszawa. Tel. 26-73-73

ORGAN ZARZĄDU GŁÓWNEGO PZK Nr 5 (295) MAJ 1985

IX ZJAZD KRAJOWY POLSKIEGO ZWIĄZKU KRÓTKOFALOWCÓW

IX Zjazd Krajowy PZK odbył się w Warszawie w dniach 16 i 17 lutego 1985 r. Poprzedzony był ostatnimi posiedzeniami Prezydium i Plenum ZG PZK minionej kadencji, które odbyły się w dniu 15 lutego.

W Zjeździe Krajowym PZK uczestniczyło 226 delegatów, wybranych na zjazdach wojewódzkich PZK podczas ubiegłorocznej kampanii sprawozdawczo-wyborczej. Uczestniczyło także wielu gości, reprezentujących władze polityczne, resort obrony narodowej, resort łączności, a także organizacje społeczne i instytucje zainteresowane rozwojem radiokomunikacji amatorskiej.

Po otwarciu Zjazdu przez ustępującego prezesa PZK profesora Andrzeja Zielińskiego SP5LVV, uczczono chwilą milczenia pamięć zmarłych – w okresie od VIII Zjazdu Krajowego PZK – krótkofalowców, a wśród nich 4 członków Zarządu Głównego PZK. Następnie odbyła się uroczystość dekoracji zasłużonych działaczy PZK odznaczeniami państwowymi i Odznakami Honorowymi PZK. Krzyż Oficerski OOP otrzymał Edward Kawczyński SP8CK, Krzyż Kawalerski OOP Zdzisław Bieńkowski SP6LB, a kilkunastu innych Kolegów otrzymało złote, srebrne i brązowe Krzyże Zasługi. Dekoracji dokonał podsekretarz stanu w Ministerstwie Łączności gen. Leon Kołatkowski SP5PZ. On też, jako pierwszy otrzymał z rąk prezesa PZK Odznakę Honorową PZK. Odznakę Honorową PZK otrzymał także ustępujący prezes Związku SP5LVV.

Wystąpienie wprowadzające wygłosił ustępujący prezes PZK SP5LVV (sprawozdanie Zarządu Głównego z późniejszymi uzupełnieniami otrzymali uczestnicy IX Zjazdu Krajowego PZK wcześniej).

Uzupełnieniem tego wystąpienia była relacja przewodniczącego podkomisji statutowej SP8AJI, który przedstawił Zjazdowi ostateczny projekt poprawek do statutu PZK, przyjęty przez XI Plenum ZG PZK.

Następnie SP8AJI, tym razem występując w roli przewodniczącego ustępującej Głównej Komisji Rewizyjnej PZK, złożył sprawozdanie z działalności tej komisji i przedstawił wniosek o udzielenie absolutorium ustępującemu Zarządowi Głównemu.

Sprawozdanie z działalności Głównego Sądu Koleżeńskiego PZK podczas minionej kadencji odczytał SP5BB. Sąd ten rozpatrywał 4 sprawy.

Rozpoczęta po sprawozdaniach dyskusja, przerywana koniecznością realizacji pozostałych punktów porządku obrad, trwała do zamknięcia Zjazdu. Wystąpiło w niej kilkudziesięciu dyskutantów.

W ramach projektów uchwał przegłosowanych oddzielnie przyjęto:

– propozycję Głównej Komisji Rewizyjnej PZK dotyczącą udzielenia absolutorium ustępującemu Zarządowi Głównemu PZK,

– propozycję zmian i uzupełnień w statucie PZK,

– wniosek Plenum ZG PZK o nadanie Anatolowi Juglińskiemu SP5CM członkostwa honorowego PZK,

– wniosek o podwyższenie składek członkowskich PZK od dnia 1 stycznia 1985 r., niezależnie od zatwierdzenia decyzji Plenum ZG PZK z 1982 r. o podwyższeniu składek w formie zaliczkowej oraz niezależnie od przyjętej poprawki do statutu PZK, uprawniającej Plenum ZG PZK do ustalenia wysokości składek. Ustalono, że od 1 stycznia 1985 r. składka miesięczna PZK od członka zwyczajnego (bez względu na to, czy jest to pracujący, uczący się, czy emeryt) będzie wynosić 100 zł, natomiast składka miesięczna od członka nadzwyczajnego PZK (nasłuchowca) będzie wynosić 50 zł.

Podczas wyborów poddano pod tajne głosowanie: jedną kandydaturę na prezesa PZK, 45 kandydatur do Zarządu Głównego PZK, 7 kandydatur do Głównej Komisji Rewizyjnej PZK i 8 kandydatur do Głównego Sądu Koleżeńskiego PZK. W wyniku wyborów prezesem Polskiego Związku Krótkofalowców został mgr inż. Jerzy Rutkowski SP5JR, który otrzymał 205 głosów na 211 głosów oddanych. Do Zarządu Głównego wybrano: SP1JSC, SP2AJO, SP2ATF, SP2IW, SP2JS, SP3CUG, SP3FFN, SP3KB, SP4BQW, SP5AY, SP5QU, SP5XM, SP6ASD, SP6AZT, SP6CIK, SP6ECA, SP6LB, SP7ASZ, SP7ATA, SP7AW, SP7FP, SP8JM, SP8TK, SP9AKD, SP9BRP, SP9CTW, SP9MM, SP9PT, SP9RG i SP9ZD. Do Głównej Komisji Rewizyjnej PZK wybrano: SP5ZK, SP6AFY, SP7CKF, SP8AJI i SP9BQJ. Zastępcami członków GKR zostali: SP5BVS i SP5FLA. GKR PZK wybrała następnie ze swojego grona przewodniczącego, którym został ponownie SP8AJI. Do Głównego Sądu Koleżeńskiego PZK wybrano: SP2AO (przewodniczący GSK), SP3BGO, SP5ASY, SP5BB i SP9BGS. Zastępcami członków GSK PZK zostali: SP5BFW i SP6EVX. Wybór Prezydium ZG PZK i podział funkcji dokonany zostanie na pierwszym plenarnym posiedzeniu nowego Zarządu Głównego PZK. W następnym numerze poinformujemy Czytelników o wynikach tego posiedzenia, a także zamieścimy pełny tekst uchwał IX Zjazdu Krajowego PZK.

Podczas pierwszego dnia trwania Zjazdu zorganizowano wystawę urządzeń krótkofalarskich zgłoszonych do Konkursu

Twórczości Krótkofalarskiej, a także dokonano rozstrzygnięcia tego konkursu. Omówienie konkursu i jego wyniki zamieszczamy niżej.

W drugim dniu Zjazdu zabrał głos nowo wybrany prezes PZK SP5JR. Podziękował na wstępie za zaufanie, jakim obdarzył go Zjazd, a następnie przedstawił swój pogląd na możliwości i drogi rozwoju Związku. Zaapelował do członków Zarządu Głównego o aktywne działanie, a do wszystkich krótkofalowców polskich – o aktywne współdziałanie w kierunku umacniania pozycji krótkofalarstwa polskiego w kraju i za granicą. Dotychczasowy prezes PZK SP5LVV podziękował wszystkim za współpracę podczas przedłużonej, blisko pięcioletniej kadencji i życzył nowemu prezesowi, a także nowym władzom PZK, sukcesów w ich przyszłej działalności.

W końcowej części IX Zjazdu Krajowego PZK przyjęto uchwały Zjazdu, zebrane i przedstawione w formie projektu przez Komisję Wniosków i Uchwał. *SP5QU*

ROZSTRZYGNIĘCIE KONKURSU TWÓRCZOŚCI KRÓTKOFALARSKIEJ

W 1983 r. Zarząd Główny PZK ogłosił regulamin Konkursu Twórczości Krótkofalarskiej, który miał zachęcić amatorów-konstruktorów do opracowywania nowych konstrukcji sprzętu krótkofalarskiego, bądź do popularyzacji urządzeń wcześniej opracowanych. Mimo kilkakrotnego przesuwania terminu zakończenia konkursu, co spowodowane było przesuwaniem terminu IX Zjazdu Krajowego PZK, podczas którego konkurs miał być rozstrzygnięty i złagodzenia jego warunków, w konkursie wzięła udział nieliczna grupa uczestników.

Zgłoszone modele zebrano na jednodniowej wystawie, zorganizowanej w kuluarach IX Zjazdu Krajowego PZK w dniu 16 lutego 1985 r. Powołany uchwałą Prezydium ZG PZK z dnia 21 stycznia 1985 r. Sąd Konkursowy, działający w składzie: mgr inż. Krzysztof Słomczyński SP5HS, mgr inż. Jerzy Węglewski SP5WW i mgr Zbigniew Kłossowski SP4BQW, dokonał oceny modeli i dokumentacji prac zgłoszonych do konkursu i przyznał przewidziane regulaminem nagrody.

W kategorii 1 (urządzenia nadawczo-odbiorcze, odbiorcze i nadawcze KF i UKF typu popularnego) oceniano 7 prac.
I nagrodę (podwyższoną do kwoty 15 000 zł) otrzymał Andrzej Janeczek SP2AHT za konstrukcję minitransceiwerów BARTEK i za całokształt twórczości technicznej.
II nagrodę (7 000 zł) otrzymał Adam Kosiarski SP5AY za konstrukcję transceiwerów jednopasmowych CW/SSB opartych na radiotelefonie FM-302.
III nagrody nie przyznano.

W kategorii 2 (urządzenia nadawczo-odbiorcze, odbiorcze i nadawcze KF i UKF typu wyczynowego) oceniono 4 prace.
I nagrodę (10 000 zł) otrzymał zespół w składzie: Jerzy Wojciechowski SP9MCW, Jacek Ziemniak SP9CSW i Zbigniew Sitko SP9MRW, za opracowanie i uruchomienie pierwszego w kraju amatorskiego eksperymentalnego przemiennika regionalnego UKF – SR9E.
II nagrodę (7 000 zł) otrzymał Edmund Masajada SP5SM za konstrukcję zmodernizowanego transceiwera KF, opartego na opracowaniu SP5WW.
III nagrodę (5 000 zł) otrzymał Andrzej Kusiak SP2HLS za konstrukcję wyczynowego odbiornika krótkofalowego.

W kategorii 3 (przyrządy i urządzenia pomiarowe dla celów krótkofalarskich, wyposażenie radiostacji amatorskich, anteny) oceniano 8 prac.
I nagrodę (10 000 zł) otrzymał Andrzej Kusiak SP2HLS za opracowanie zestawu trzech cyfrowych mierników częstotliwości.
II nagrodę (7 000 zł) otrzymał Edward Sanecki SP9ANI za opracowanie 6-miejscowego programowanego licznika częstotliwości do urządzeń amatorskich.
III nagrodę (5 000 zł) otrzymał Witold Tomaszewski ex SP9GLV za opracowanie przetwornicy 2,4/12 V do przenośnych urządzeń nadawczo-odbiorczych.
W kategorii 4 (sprzęt do amatorskiej radiolokacji sportowej) oceniano 6 prac.
I nagrodę (podwyższoną do kwoty 15 000 zł) otrzymał Zdzisław Kaszta SP6HUK za konstrukcję automatycznego nadajnika wyczynowego ARS i za całokształt twórczości technicznej w dziedzinie urządzeń ARS.
II i III nagrody nie przyznano.
Sąd Konkursowy zwraca się do autorów opracowań jeszcze nie opublikowanych, o ich udostępnienie ogółowi krótkofalowców na łamach „Radioelektronika" bądź „Biuletynu PZK".
Laureaci Konkursu Twórczości Krótkofalarskiej otrzymali oprócz nagród pieniężnych także dyplomy, a wśród wszystkich uczestników konkursu rozdzielono upominki w postaci książek technicznych, ufundowane przez Wydawnictwa Komunikacji i Łączności oraz ostatnie numery miesięcznika „Radioelektronik", ofiarowane przez Redakcję pisma.
IX Zjazd Krajowy PZK zobowiązał komórkę wydawniczą PZK do wydania w postaci oddzielnej broszury schematów i opisów urządzeń uczestniczących w omawianym konkursie, bez względu na to, czy opisy te były już publikowane w prasie krótkofalarskiej. W związku z powyższym autorzy prac uczestniczących w konkursie powinni w możliwie krótkim czasie dostarczyć do Biura ZG PZK dokumentacje tych prac w postaci nadającej się do rozpowszechnienia. Zaleca się dostarczenie tekstu w postaci maszynopisu w 2 egzemplarzach i czytelnych rysunków (mogą być odręcznie wykonane ołówkiem) – w jednym egzemplarzu, na kartach formatu A4. Autorzy wykorzystanych w zbiorze książkowym opisów otrzymają honoraria autorskie stawek obowiązujących w komórce wydawniczej PZK.

SP5QU

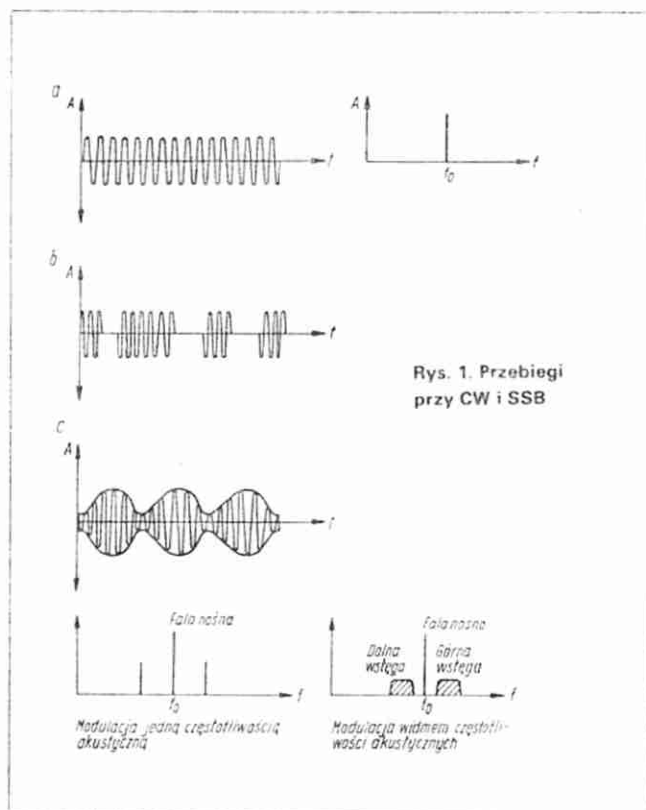
ODZNAKA HONOROWA PZK DLA REDAKCJI „RADIOELEKTRONIK"

W związku z 35-leciem miesięcznika „Radioelektronik", a także w uznaniu zasług dla rozwoju krótkofalarstwa w Polsce, XI Plenum Zarządu Głównego PZK obradujące w dniu 15 lutego 1985 r. w Warszawie postanowiło, na wniosek Prezydium ZG PZK, nadać Redakcji miesięcznika „Radioelektronik" zbiorową Odznakę Honorową PZK.
Miesięcznik ten, udzielający swoich łamów „Krótkofalowcowi Polskiemu", praktycznie od początku swojego istnienia zamieszcza opisy i schematy urządzeń krótkofalarskich, a także liczne artykuły przeznaczone dla krótkofalowców i sympatyków krótkofalarstwa. Dzieje się tak dzięki życzliwości całego zespołu redakcyjnego i zrozumieniu potrzeb polskiego środowiska krótkofalarskiego. Za tę życzliwość i zrozumienie Zarząd Główny PZK postanowił właśnie uhonorować Redakcję, dołączając do swojej Odznaki Honorowej życzenia wielu, wielu lat tak pożytecznej działalności.

KĄCIK POCZĄTKUJĄCEGO KRÓTKOFALOWCA

Wróćmy jeszcze do omówionych już rodzajów emisji: CW i AM, opierając się na rys. 1, co nam ułatwi zrozumienie procesu formowania sygnałów emisji jednowstęgowej – SSB. Na rys. 1a przedstawiono dwa wykresy odnoszące się do ciągłej fali nośnej: nie kluczowanej i nie modulowanej. Pierwszy wykres przedstawia amplitudę (A) sygnału wielkiej częstotliwości w funkcji czasu (t). Widzimy, że amplituda ta nie zmienia się. Drugi wykres z rys. 1a przedstawia omawiany sygnał w.cz. na osi częstotliwości (f). Stwierdzamy, że występuje on jedynie na jednej częstotliwości (f_0). Na rys. 1b przedstawiono na osi czasu (t) przebieg amplitudy sygnału w.cz. w przypadku kluczowania fali nośnej przy nadawaniu telegraficznym. Widzimy, że sygnał w.cz. pojawia się tylko w momentach nadawania poszczególnych elementów znaku telegraficznego: kropek i kresek, wówczas, kiedy operator naciska klucz telegraficzny. Na osi częstotliwości sygnał pojawia się wówczas także tylko na jednej częstotliwości, jak w przypadku ciągłej fali nośnej.

Analogiczne wykresy, tym razem związane z nadawaniem sygnałów fonicznych z modulacją amplitudy, przedstawiono na rys. 1c. Na pierwszym wykresie widzimy, że amplituda fali nośnej zmienia się w funkcji czasu odpowiednio do zmian amplitudy modulującego przebiegu małej częstotliwości, tworzącego tzw. obwiednię. Na osi częstotliwości (wykres drugi), przy modulacji pojedynczą częstotliwością akustyczną, pojawiają się dwa dodatkowe sygnały: jeden o mniejszej częstotliwości, drugi o częstotliwości większej od f_0 o wartość częstotliwości modulującej. Na przykład, przy częstotliwości $f_0 = 3700$ kHz i przy częstotliwości sygnału modulującego $f_m = 1000$ Hz, pojawią się dwa prążki: jeden na częstotliwości 3699 kHz, a drugi na częstotliwości 3701 kHz. W przypadku modulacji widmem częstotliwości akustycznych, np. mową ludzką ograniczoną w częstotliwości do pasma 300 Hz–3 kHz, z obu stron częstotliwości f_0 pojawią się wstęgi boczne (wykres trzeci rys. 1c), obejmujące obszary odległe od 300 Hz do 3 kHz licząc od f_0.

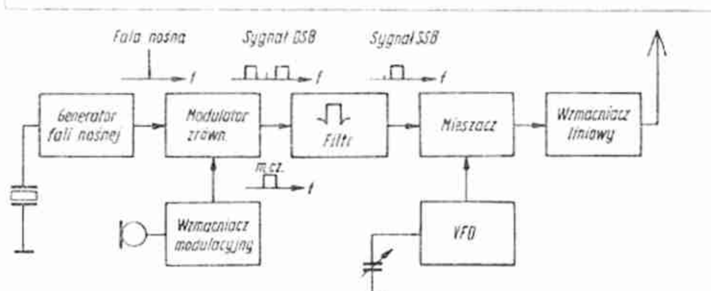


Rys. 1. Przebiegi przy CW i SSB

Uproszczony schemat blokowy nadajnika SSB przedstawiono na rys. 2. Prostokąty na tym schemacie symbolizują poszczególne bloki funkcjonalne nadajnika, a wykresy między blokami przedstawiają w uproszczeniu widmo częstotliwości sygnałów, występujących w poszczególnych punktach układu.

Pierwszy stopień nadajnika, to generator fali nośnej sterowany rezonatorem kwarcowym, pracujący na częstotliwości mniejszej lub większej od środkowej częstotliwości przepustowej użytego filtru najczęściej o 1,5 kHz. Przy częstotliwości mniejszej, w torze formowania sygnału SSB nadajnika formowana jest górna wstęga boczna (USB), a przy większej – dolna wstęga boczna (LSB). Należy tu dodać, że w radiokomunikacji amatorskiej przyjęto pracę z dolną wstęgą boczną w pasmie 7 MHz i we wszystkich pasmach amatorskich o mniejszych częstotliwościach, natomiast pracę z górną wstęgą boczną we wszystkich pasmach amatorskich o większych częstotliwościach, także w pasmach UKF. Wstęga boczna może ulec odwróceniu w procesie przemiany częstotliwości w dalszej części nadajnika, toteż uformowanie określonej wstęgi w pierwszych stopniach nadajnika (w tzw. wzbudnicy) nie zawsze jest jednoznaczne z emitowaniem tej samej wstęgi bocznej przez cały nadajnik.

Drugim stopniem nadajnika SSB jest modulator zrównoważony. Dzięki odpowiedniej jego konstrukcji sygnał fali nośnej ulega likwidacji w modulatorze i na wyjściu modulatora występują głównie obydwie wstęgi boczne, przy niewielkiej zawartości sygnału fali nośnej i innych produktów modulacji. Do omawianego modulatora jest doprowadzony sygnał m.cz. z mikrofonu, wzmocniony we wzmacniaczu modulacyjnym i ograniczony częstotliwościowo do pasma 300–3000 Hz. Filtr SSB, włączony po modulatorze, wycina zbędną wstęgę boczną sygnału i zmniejsza jeszcze poziom pozostałości fali nośnej. Stosuje się przeważnie filtry kwarcowe, fabryczne (9 MHz) i amatorskie (o różnych częstotliwościach środkowych), choć spotyka się urządzenia z filtrami elektromechanicznymi 200 kHz (NRD), 455 kHz (amerykańskimi) i 500 kHz (radzieckimi). Stosuje się także inną, fazową metodę formowania sygnału SSB, która będzie omówiona w dalszej części naszego kącika. Sygnał SSB otrzymany na wyjściu filtra musi ulec przemianie częstotliwości, aby znalazł się w obrębie żądanego pasma amatorskiego i aby mógł być przestrajany w granicach tego pasma. W bloku przemiany częstotliwości pracuje mieszacz, przeważnie zrównoważony, a także generator o zmiennej częstotliwości: VFO. Różnica lub suma częstotliwości formowania sygnału i częstotliwości pracy VFO musi mieścić się bezpośrednio w pasmie amatorskim. Sygnału SSB nie wolno powielać, tak jak to często ma miejsce w nadajnikach telegraficznych, bowiem wystąpią wówczas zniekształcenia uniemożliwiające zupełnie odbiór. Po stopniu przemiany znajduje się kilkustopniowy wzmacniacz liniowy, wzmacniający sygnał SSB do żądanego poziomu.



Rys. 2. Schemat blokowy nadajnika SSB

SP5QU

Przetworniki analógowo-cyfrowe (5)

MICHAŁ NADACHOWSKI

PRZETWORNIKI KOMPENSACYJNE

W artykule omówiono zasady działania i właściwości przetworników a/c opartych na kompensacyjnej metodzie przetwarzania. Przetworniki tego rodzaju są bardzo szeroko stosowane i produkowane w postaci układów hybrydowych i monolitycznych.

W przetwornikach analogowo-cyfrowych, omawianych w poprzednich częściach artykułu, napięcie wejściowe – przed jego przetworzeniem na wartość cyfrową – jest zamieniane na pewną wielkość pośrednią, np. czas lub częstotliwość. Istnieją jednak również sposoby przetwarzania a/c, w których następuje bezpośrednie przetworzenie napięcie mierzonego na jego równowartość cyfrową. Jednym z takich sposobów jest kompensacyjna metoda przetwarzania.

Przetwarzanie analogowo-cyfrowe metodą kompensacyjną polega na sukcesywnym równoważeniu (czyli kompensowaniu) napięcia przetwarzanego U_x za pomocą odpowiednio generowanego napięcia kompensującego U_K w taki sposób, aby wartość różnicy (U_x–U_K) doprowadzić do zera, uzyskując zrównanie napięć $U_x = U_K$. W praktyce różnicę napięć doprowadza się do pewnej minimalnej wartości uwarunkowanej zdolnością rozdzielczą przetwornika. Charakterystyczną cechą wszystkich kompensacyjnych przetworników a/c jest istnienie w pętli sprzężenia zwrotnego przetwornika cyfrowo-analogowego wytwarzającego napięcie kompensujące.Są dwie odmiany przetworników kompensacyjnych: z kompensacją równoważną lub wagową. Różnica między nimi polega na sposobie wytwarzania napięcia kompensującego. W przypadku kompensacji wagowej kolejne przyrosty napięcia U_K odpowiadają wagom poszczególnych bitów kodu dwójkowego, zaś przy kompensacji równomiernej przyrosty te są jednakowe i odpowiadają wadze najmniej znaczącego bitu. Znaczenie praktyczne ma przede wszystkim metoda kompensacji wagowej (zwana również metodą kolejnego porównywania, ang. successive approximation), która – obok metody podwójnego całkowania – jest najczęściej stosowanym sposobem przetwarzania a/c.

Istota metody kompensacji wagowej polega na kolejnym porównywaniu napięcia przetwarzanego U_x z napięciem odniesienia przyrastającym o wartości wagowe równe $U_R/2$, $U_R/4$, $U_R/8$ itd., przy czym U_R jest równe pełnemu zakresowi przetwarzania. W pierwszej kolejności następuje porównanie napięcia przetwarzanego U_x z napięciem $U_R/2$ odpowiadającym połowie pełnego zakresu przetwarzania. Rezultat tego porównania ustala stan cyfrowy najbardziej znaczącego bitu (MSB) słowa wyjściowego. Jeśli napięcie U_x jest większe od $U_R/2$, to ten stan jest równy 1 i wówczas napięcie $U_R/2$ pozostaje nadal włączone podczas następnych porównań i dodawane do kolejnych przyrostów napięcia odniesienia: $U_R/4$, $U_R/8$ itd. W przeciwnym razie stan najbardziej znaczącego bitu jest równy 0, napięcie $U_R/2$ zostaje wyłączone i nie jest dodawane do napięcia kompensującego przy dalszych porównaniach.

Proces porównywania powtarza się, liczba porównań musi być równa liczbie bitów słowa wyjściowego. Po każdym porównaniu zostaje ustalony stan cyfrowy kolejnego bitu i odpowiednie napięcie odniesienia bądź jest wyłączane, bądź pozostaje włączone jako składnik napięcia kompensującego przy następnych porównaniach. W rezultacie, po wszystkich porównaniach uzyskuje się na wyjściu przetwornika wartość cyfrową, równoważną wartości napięcia U_x z dokładnością równą wadze najmniej znaczącego bitu.

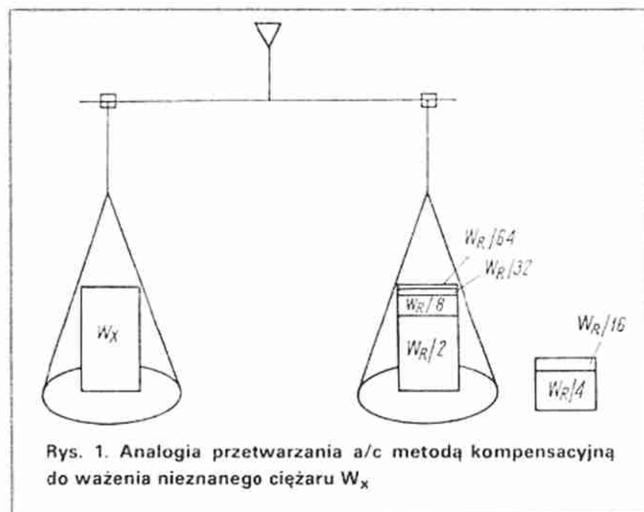
W celu łatwiejszego zrozumienia zasady przetwarzania metodą kompensacji wagowej można ją porównać z ważeniem nieznanego ciężaru W_x za pomocą odważników o ciężarach $W_R/2$, $W_R/4$, $W_R/8$ itd.

Na rys. 1 podano przykład ważenia za pomocą 6 odważników o ciężarach od $W_R/2$ do $W_R/16$. Ważenie rozpoczyna się od położenia na szalkach ciężaru W_x oraz odważnika $W_R/2$ o ciężarze równym połowie pełnego zakresu ważenia. Jeśli odważnik nie przechyli szalki na swą stronę, to pozostawia się go na szalce i dokłada do niego następne odważniki, jak ma to miejsce w sytuacji przedstawionej na rysunku. Gdyby odważnik okazał się cięższy od ciężaru W_x, to zostałby zdjęty z szalki przed położeniem następnego odważnika. Podobnie postępuje się z kolejnymi odważnikami zdejmując z szalki tylko te, które po położeniu powodują przeważenie ciężaru W_x. W rezultacie, w sytuacji przedstawionej na rysunku, po zakończeniu ważenia na szalce pozostały odważniki $W_R/2$, $W_R/8$, $W_R/32$ i $W_R/64$, co oznacza że ważony ciężar jest równy $W_x = W_R/2 + W_R/8 + W_R/32 + W_R/64$. Ważenie odbywa się z dokładnością równą ciężarowi najmniejszego odważnika $W_R/32$.

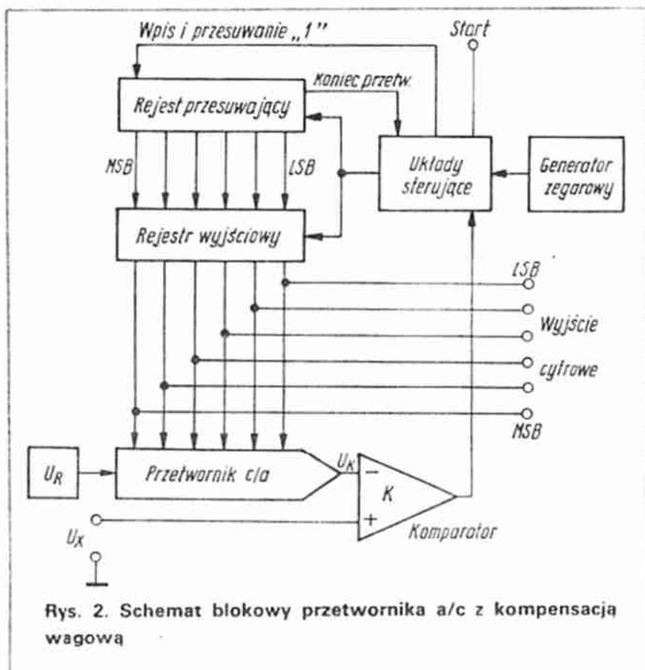
W przetworniku a/c funkcję wagi spełnia komparator napięcia, zaś funkcję wkładania odważników na szalkę – przetwornik cyfrowo-analogowy. Zasadę przetwarzania a/c metodą kompensacji wagowej zilustrowano na rys. 2 (schemat blokowy przetwornika) oraz na rys. 3, przedstawiając zmiany napięcia kompensującego U_K w kolejnych fazach przetwarzania. Na rys. 3 zestawiono również stany cyfrowe na wyjściach przetwornika po kolejnych fazach przetwarzania.

Proces przetwarzania składa się z kolejnych faz synchronizowanych generatorem zegarowym. Działanie układu zostanie wyjaśnione na przykładzie przetwornika a/c 6-bitowego o zakresie przetwarzania równym 10, 24 V, dobranym dla ułatwienia obliczeń. Taki zakres jest zresztą często stosowany w praktycznych rozwiązaniach przetworników. Przyjmiemy, że przetwarzane jest napięcie o wartości $U_x = 6{,}9$ V.

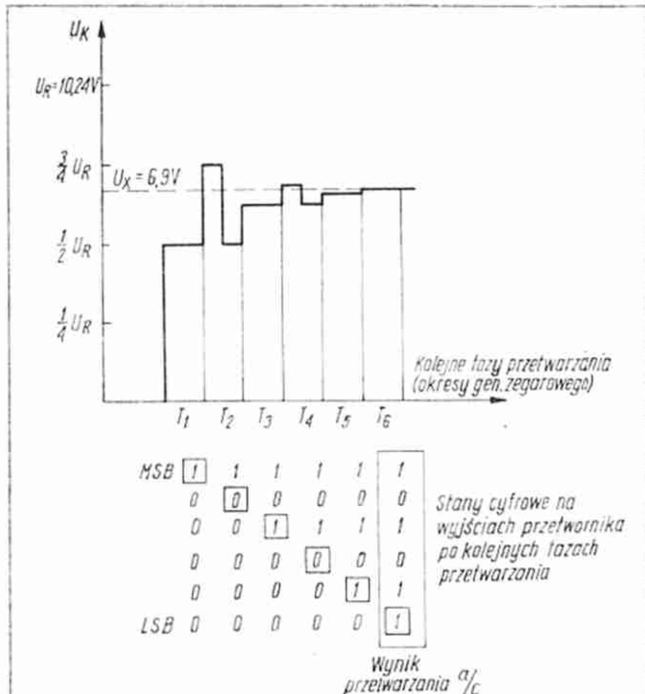
Przetwarzanie jest inicjowane sygnałem START powodującym skasowanie rejestrów i ustawienie w rejestrze przesuwnym stanu logicznego 1 w pierwszym przerzutniku odpowiadają-



Rys. 1. Analogia przetwarzania a/c metodą kompensacyjną do ważenia nieznanego ciężaru W_x



Rys. 2. Schemat blokowy przetwornika a/c z kompensacją wagową



Rys. 3. Przebieg zmian napięcia kompensującego na wyjściu przetwornika cyfrowo-analogowego oraz zestawienie stanów cyfrowych na wyjściach układu w kolejnych fazach przetwarzania

cym najbardziej znaczącemu bitowi. Ten stan jest wpisywany jednocześnie do odpowiedniego przerzutnika rejestru wyjściowego.

Rozpoczyna się pierwsza faza przetwarzania (okres T_1), podczas której na wyjściu przetwornika c/a jest generowane napięcie $U_K = U_R/2 = 5{,}12$ V porównywane w komparatorze z napięciem U_x. Ponieważ w wyniku porównania okazuje się, że napięcie U_K jest w tej fazie przetwarzania mniejsze od U_x, więc układy sterujące powodują pozostawienie stanu 1 najbardziej znaczącego bitu rejestru wyjściowego. Na wyjściu przetwornika a/c pozostaje więc włączone napięcie $U_R/2$, do którego w następnej fazie T_2 jest dodawane napięcie $U_R/4$. Po drugim porównaniu okazuje się, że nowa wartość napięcia kompensującego $U_K = U_R/2 + U_R/4 = 5{,}12\ V + 2{,}56\ V = 7{,}68$ V jest większa od napięcia U_x. Dlatego podczas trwania okresu T_2 (np. w połowie okresu) napięcie $U_R/4$ zostaje wyłączone w wyniku wpisania stanu 0 do kolejnego przerzutnika rejestru wyjściowego. Cały proces przesuwania stanu 1 w rejestrze przesuwającym, kompensowania i porównywania powtarza się 6-krotnie, a jego przebieg można prześledzić na rysunkach. Po zakończeniu fazy T_6 uzyskuje się na wyjściu przetwornika stan 101011 będący cyfrową równowartością napięcia U_x. Można obliczyć, jakiej wartości U_x odpowiada uzyskany rezultat cyfrowy:

$$U_x = 1\cdot 5{,}12\ V + 0\cdot 2{,}56\ V + 1\cdot 1{,}28\ V + 0\cdot 0{,}64\ V + 1\cdot 0{,}32 + 1\cdot 0{,}16\ V = 6{,}88\ V$$

Uzyskana wartość różni się nieco od napięcia mierzonego 6,9 V, co wynika z faktu, że dokładność przetwarzania jest równa wadze najmniej znaczącego bitu $U_R/64 = 0{,}16$ V. W celu uzyskania lepszej dokładności należy stosować przetworniki o większej rozdzielczości, czyli większej liczbie bitów, słowa wyjściowego.

Zaletą przetworników z kompensacją wagową jest krótki czas przetwarzania. Ponieważ przetwornik *n*-bitowy wymaga tylko *n* okresów generatora zegarowego w pełnym cyklu przetwarzania, czas przetwarzania jest więc równy nT, przy czym T jest czasem trwania jednej fazy przetwarzania (jednego okresu generatora). Warto zauważyć, że czas przetwarzania nie zależy w tym przypadku od wartości przetwarzanego napięcia.

Trzeba podkreślić, że w przetwornikach z kompensacją wagową nie następuje uśrednianie napięcia przetwarzanego.

W przetwornikach opartych na tej zasadzie ma bowiem miejsce przetwarzanie chwilowej wartości napięcia U_x i wszelkie zmiany tej wartości zachodzące w okresie przetwarzania mogą być źródłem błędów. Z tego powodu konieczne jest stosowanie układu próbkującego z pamięcią na wejściu przetwornika, aby móc utrzymać stałą wartość U_x podczas całego okresu przetwarzania. Układ ten jest zbędny, jeśli zmiany U_x są bardzo wolne, czyli ich wartość w okresie przetwarzania jest pomijalnie mała w stosunku do wartości U_x.

Przetworniki a/c z kompensacją wagową są stosowane w wielu dziedzinach, m. in. w miernictwie cyfrowym. Główną przyczyną ich popularności jest, poza krótkim czasem przetwarzania, łatwość realizacji w układach monolitycznych. Produkuje się liczne rodzaje monolitycznych przetworników a/c z kompensacją wagową o typowych rozdzielczościach od 8 bitów (z czasem przetwarzania od 400 ns do 20 μs) do 12 bitów (2 μ do 50 μs). W układach o większej szybkości uzyskuje się typowy czas przetwarzania równy 100 ns na jeden bit słowa wyjściowego. Szerokie rozpowszechnienie znalazły m. in. przetworniki opracowane przez firmę Analog Devices: 8-bitowy typu AD570 i 10-bitowy typu AD571, o czasach przetwarzania 25 μs oraz specjalnie dostosowane do współpracy z mikroprocesorami układy AD573 i AD673.

Jako standardowy przetwornik kompensacyjny o bardzo szerokim zastosowaniu może być traktowany układ 12-bitowy typu AD574A o czasie przetwarzania 25 μs, będący układem hybrydowym zbudowanym z dwóch płytek monolitycznych umieszczonych w jednej obudowie 28-końcówkowej.

Układ 574A przetwarza napięcia unipolarne w zakresie od 0 do +10 V lub od 0 do +20 V, a bipolarne w pełnych zakresach ± 5V lub ± 10 V.

Wskaźnik obrotów optymalnych silnika – *cd. ze str. 26*

działy prędkości obrotowej: niski – poniżej 1500 obr/min, optymalny – 2700...4000 obr/ min, wysoki powyżej 6000 obr/min. Zakresy przejściowe są odpowiednio między tymi przedziałami.

Podczas skalowania za pomocą generatora częstotliwość wzorcową oblicza się ze wzoru:

$$f = \frac{m \cdot w}{120}$$

w którym:

f – częstotliwość generatora w Hz

m – liczba cylindrów silnika

w – liczba obrotów na minutę.

Dla silnika dwusuwowego liczbę 120 należy zastąpić liczbą 60.

Przed przystąpieniem do regulacji suwaki potencjometrów P1, P3 należy ustawić w położenie odpowiadające zwarciu z masą, a suwaki potencjometrów P2, P4 w położenie odpowiadające maksymalnej rezystancji.

Po doprowadzeniu do wejścia układu napięcia o częstotliwości 50 Hz (1500 obr/min) potencjometrem P2 należy ustawić poziom napięcia, przy którym zaczyna świecić dioda czerwona D6. Analogicznie, regulując potencjometrem P1 należy doprowadzić do zaświecenia się diody czerwonej D6 przy napięciu o częstotliwości 200 Hz (6000 obr/min). Następnie reguluje się zakres obrotów optymalnych. Przy napięciu sterującym o częstotliwości 133 Hz (4000 obr/min) regulując potencjometrem P3 należy spowodować świecenie diody zielonej D7. Potencjometrem P4 ustawia się poziom włączenia diody zielonej D7 przy napięciu o częstotliwości 90 Hz (2700 obr/min).

Po zakończeniu skalowania, zmieniając płynnie częstotliwość generatora, trzeba sprawdzić zgodność wskazań z tablicą i ewentualnie przeprowadzić korekty. Podobny sposób skalowania obowiązuje przy innych przedziałach obrotów. Dobierając przedziały obrotów należy korzystać z instrukcji technicznej samochodu.

Po wyskalowaniu wskaźnika warto pokryć układ cienką warstwą lakieru dla zabezpieczenia elementów przed wpływem zmiennych warunków atmosferycznych.

Instalując wskaźnik w samochodzie diody elektroluminescencyjne najlepiej umieścić blisko licznika prędkości, w miejscu zacienionym. We wskaźniku kondensator C4 powinien być tantalowy.

Na rysunku podano w nawiasach wartości elementów dla silnika dwucylindrowego czterosuwowego, np. Fiat 126p. Rezystor $R^x d$ montuje się dopiero po wyskalowaniu układu za pomocą generatora. Wartość $R^x d$ należy dobrać doświadczalnie, kierując się prawidłowością wskazań. Rezystory R1, $R^x d$ tworzą dzielnik dla impulsów wejściowych, aby układ nie był wyzwalany przez zakłócenia. Wartość jego rezystancji zależy od cewki zapłonowej oraz stanu przerywacza.

Odbiór dalekich stacji telewizyjnych – *cd. ze str. IV okładki*

stwierdziłem, iż najlepiej eliminuje Ostrawę w kanale 1, a jednocześnie powoduje „wyłonienie" się dalekich stacji TV, odstrojenie układu antenowego od rezonansu w kanale 1 i kompromisowe korzystanie z anteny: dla kanału 2, dla UKF, czy nawet 5-elementowej dla kanału 3. Budowa anten więcej niż 5-elementowych dla powyższego odbioru (ze względu na kłopotliwe ich rozmiary) jest raczej niecelowa i zupełnie dobre efekty można uzyskać stosując fabryczne 3-elementowe lub 5-elementowe anteny, ale ze wzmacniaczem antenowym (antena 3-elementowa daje zysk energetyczny ok. 5 dB, a 5-elementowa ok. 7 dB i wzmacniacz ok. 18 dB). Podobnie również nie jest warunkiem krytycznym dla uzyskania odbioru odległych nadajników posiadanie superczułego telewizora, a wystarczą odbiorniki o przeciętnej czułości, jak Libra czy Junost...

Ponadto aktualnie mogę uzyskiwać odbiór ok. 10 nadajników TV CSRS – I program w kanałach: 1 – Ostrawa; 4 – Jesenik (z góry Pradziad o wys. ok. 1500 m – odległość ok. 140 km); 11 – Żylina (odległość ok. 135 km) oraz znaczną ilość nadajników II programu ČST na UHF. Do odbioru czeskich i słowackich nadajników na UKF stosuję 30-direktorową antenę YAGI i wzmacniacz anteny WA-3/IV na IV pasmo TV (21...40) o wzmocnieniu 15 dB. Dzięki temu na UHF uzyskuję odbiór – w pobliżu kanałów 22, 23, 27, 28, 29 – II pr. ČST z Bratysławy;

na 31 kanale – II pr. ČST z Pragi (Ostrawa);

w pobliżu 32, 33 kanału – II pr. ČST z Bratysławy (nadajnik prawdopodobnie z Bańskiej Bystrzycy);

na 34 kanale – II pr. ČST z Pragi (nadajnik pracujący z kierunku Ostrawy);

na 35 kanale – II pr. z Żyliny. Ten nadajnik drugiego programu ČST jest najpowszechniej odbieranym w woj. katowickim ze względu na „fantastycznie" silne natężenie pola (mimo odległości ponad 100 km) dorównujące niekiedy sygnałowi krajowego nadajnika II pr. TV w kanale 21 – Katowice – Bytków...

Największym utrudnieniem w odbiorze dalekich nadajników czeskich UHF, dających minimalne natężenie pola, co wymaga zastosowania wzmacniacza antenowego, jest dla mnie bliskie sąsiedztwo ośrodka TV w Katowicach – Bytkowie i praca 400 kW nadajnika II pr. TVP w kanale 21 – odległość od mojego domu w linii prostej ok. 3,5 km. Występująca przy podłączeniu wzmacniacza antenowego na UKF modulacja skrośna powoduje „wchodzenie" sygnału z Bytkowa z kanału 21 na odbieraną stację nawet przy odbiorze na Jowiszu. Dotychczas nie udało mi się wyeliminować tejże skrośnej modulacji mimo zbudowania superkierunkowej 30-direktorowej YAGI na UHF i prób z różnymi układami anten synfazowych na UKF, dających przecież wybitne wyostrzenie kierunkowej charakterystyki zestawu i znacznie dyskryminujących sygnały z kierunków pobocznych.

Wyrażając podziękowanie autorowi listu, zwracamy się z prośbą również do innych czytelników o współpracę oraz nadsyłanie pod naszym adresem uwag, wniosków i opisów konstrukcji nie tylko z przedstawionej tematyki.

OD REDAKCJI – *W związku z licznymi telefonami i listami od Czytelników w sprawie nieregularnego ukazywania się naszego czasopisma, uprzejmie informujemy, że przyczyną opóźnień wszystkich numerów tegorocznych, jak również numeru 12/84, były i są nadal nieterminowe dostawy papieru do drukarni. W telefonach i listach do Redakcji niektórzy Czytelnicy zarzucają nam (nieraz w bardzo nieprzyjemny sposób) nieudolność i brak odpowiedzialności za ten stan rzeczy. Chcemy zapewnić Czytelników, że czynimy ogromne starania, aby te opóźnienia były jak najmniejsze. Przygotowane materiały do druku przekazujemy do drukarni punktualnie. Nie mamy jednak wpływu na produkcję papieru, jego dostawę do drukarni, jak również na dystrybucję nakładu. Czujemy się jednak w obowiązku przeprosić wszystkich odbiorców naszego czasopisma za te opóźnienia oraz prosić o wyrozumiałość i cierpliwość.*



OGŁOSZENIA

Telewizyjne głowice zaintegrowane (typ ZTG) naprawiam. Roczna gwarancja. Mgr inż. Adam Skubis, ul. Karłowicza 2/7, 44-200 Rybnik (można przesłać pocztą).

Gotowe płytki drukowane do urządzeń elektronicznych wysyła za zaliczeniem pocztowym Zakład Elektryczno-Elektroniczny, ul. Kaliningradzka 75/25, skr. poczt. 539, 10-437 Olsztyn. Chcąc otrzymać katalog płytek, należy załączyć w liście 3 znaczki po 10 zł.

Sprzedam kalibrator kwarcowy, multiplekser oscyloskopowy, generator programowany i inne urządzenia zmontowane na płytkach drukowanych. Jerzy Wołk, ul. Chopina 22, 63-600 Kępno.

Próbniki stanów TTL z pamięcią – 1560 zł, testery układów TTL i inne urządzenia. Informacje – po otrzymaniu koperty + znaczek. Zakład Elektromechaniczny, 90-960 Łódź 11, skr. 54.

Komplementarne układy redukcji szumu do M2403/4/5/7/8/11/12/25, M551, ZK246. Generatory funkcyjne. Informacje (znaczki za 30 zł): Stanisławski, oś. ZWM 59/5, Poznań.

Sprzedam SINCLAIR ZX81. Gdynia, tel. 23-12-86.

Naprawa elektrycznych przyrządów pomiarowych wychyłowych. Norbert Napierała, Oś. Kraju Rad 24F, 61-678 Poznań, do godz. 16.

Wykonam na zamówienie elektoniczny syntezator muzyczny sterowany przez mikrokomputer. Jakość gwarantowana. Krzysztof Kuryłowicz, Opole 1, poste restante.

Zakład Wyrobów Elektronicznych wykonuje regeneratory testery kineskopów kolorowych i czarno-białych. Cena na 1985 r. – 24 000 zł. R. Dobrut, ul. Klary Zetkin 61/3, 50-310 Wrocław, tel. 21-41-43 (po godz. 15).

Wynajmę lokal, powierzchnia 40 m^2, pod produkcję elektroniczną, z możliwością zatrudnienia. Kazimierz Górski, ul. Matejki 3, 05-070 Sulejówek.

Zestawy do samodzielnego montażu – wiele ciekawych urządzeń elektronicznych. Informacja 20 zł znaczkami. Mlastek EP – skr. poczt. 71, 00-973 Warszawa.

Mikrofonowe wkładki krystaliczne – 300 zł/szt. wysyła za pobraniem Zakład Elektromechaniczny, ul. Nawrot 45, 90-014 Łódź.

Nowoczesne przyrządy do sprawdzania i elektronicznej regeneracji kineskopów kolorowych i czarno-białych ELJAR. Zakład Elektroniczny, inż. Zbigniew Jarzębiak, ul. Żniwna 27 E, 94-250 Łódź, tel. 51-99-83 (w godz. 8–10)

NOWE TYPY OBUDÓW do urządzeń elektronicznych oferuje Zakład Rzemieślniczy, 43-445 Dzięgielów 178. Przyślij zaadresowaną kopertę + znaczek.

NEGATYWY, dia, metodą fotograficzną obwodów drukowanych matryc. Zdjęcia katalogowe urządzeń dla instytucji wykonuje Foto-Studio: Al. Jerozolimskie 99, Warszawa, tel. 28-87-23, od 10–13.

Sprzedam wiele ciekawych schematów urządzeń elektronicznych (przystawka zmieniająca odbiornik telewizyjny w oscyloskop, wykrywacze metali itp.). Informacja po otrzymaniu koperty + znaczki za 30 zł. Przybysz, ul. Szkolna 2, 58-550 Bierutowice.

Naprawa – regeneracja głośników krajowych i zagranicznych. Organowo-gitarowy efekt muzyczny typu „Horus" o brzmieniu chóralnym i katedralnym. Wysyłam na zamówienie pocztą do oceny osobistej. Szczegółowe informacje listownie: „Radiomechanika", ul. Królewska 20, 05-230 Kobyłka k. W-wy.

HOBBY-ELEKTRONIKA. Wysyłamy pocztą płytki drukowane do 40 ciekawych urządzeń elektronicznych ze szczegółową instrukcją. Nowoczesna elektronika w muzyce, zabawie, gospodarstwie, fotografii i sporcie. NOWOŚCI! Przyślij adres – otrzymasz ktalog. Załącz znaczki za 25 + 5 zł. HOBBY-ELEKTRONIKA, 00-975 Warszawa 12, skr. poczt. 72.

Wysyłamy zestawy do zmontowania (płytka + części) przystawki do miernika uniwersalnego. Przystawka daje dodatkowe zakresy: 0,001; 0,01; 0,1; 1; 5 mA oraz 0,01; 0,1; 1; 5; 10 V (1000 kΩ/V) prądu stałego i zmiennego 30 Hz–20 kHz. Do zapytania prosimy załączyć znaczek za 20 zł. Zakład Elektroniczny FANA, 00-950 Warszawa 1, skr. poczt. 964.

Upłynnię 1200 asortymentów elementów elektronicznych, a kupię około 150 asortymentów. Zestawienie zbędnych materiałów + warunki dostawy wysyłam pocztą po otrzymaniu znaczka za 40 zł. Zakład „Tomel", H. Tkaczyk, ul. Strzelecka 6, 97-200 Tomaszów Maz., tel. 38-370, tlx 884493.

Zatrudnię przy projektowaniu, wykonywaniu z zakresu urządzeń elektronicznych, mechaniki precyzyjnej i tworzyw sztucznych osoby samotne po wojsku, dam mieszkanie, „Tomel", H. Tkaczyk, 97-200 Tomaszów Maz., telefon 38-400, telex 884493.

Baterie do zegarków elektronicznych średnica 7,8×3,5 mm (odpowiednik G3) z roczną gwarancją i rachunkiem, w cenie 150 zł/szt. poleca Zakład Wyrobu Baterii, ul. Wiatraczna 7, 66-400 Gorzów Wlkp. Prowadzimy wysyłkę za pobraniem. W przygotowaniu: Ø 11,5×2, Ø 6,8×2.

Sprzedam ZX-81 z zasilaczem i dokumentacją. Marek Bieliński, Osiedle 60-lecia 1A/22, 83-200 Starogard Gdański.

Kupię głowicę FM do tunera wysokiej klasy na pasmo zachodnie (CCIR), produkcji krajowej lub zagranicznej. Janusz Kabut, ul. Wąska 14, 44-361 Syrynia.

Sprzedam TAA761, TCA 311, TCA 315, TCA331, TCA335 oraz inne elementy. Franciszek Kowalczyk, ul. Zamenhofa 44/19, 72-010 Police.

Cyfrowy miernik pojemności z automatyczną zmianą zakresu CM201 – oferuje Zakład Elektroniczny, mgr inż. W. Karasek, ul. Stokłosy 1, 02-791 Warszawa. Zakres: 1000 μF, dokładność: 0,5%, rozdzielczość: 10 pF, wyświetlacz: LED, 3 cyfry, wys. 12 mm. Cena za zaliczeniem: 21 000 zł. Zamówienia instytucji państwowych prosimy składać na adres: Spółdzielnia Rzemieślnicza „CENTRUM" ul. Próżna 12a, 00-950 Warszawa

Naprawa bloków i modułów TVC Jowisz: MD, MF, MW, MH, MV, BS, BZ, BO. Zakład Elektroniczny, Zbigniew Kasprzykowski, ul. Magiera 1, I klatka – parter, 01-873 Warszawa, tel 34-66-27 (godz. 10–18).

Zabawki elektroniczne w postaci zestawów do samodzielnego montażu (płytka + części + instrukcja). Zestawy projektowe, proste gry elektroniczne, wyłączniki świetlne, dźwiękowe i czasowe do sterowania zabawek. 20 innych zestawów. Katalog (znaczki za 25 zł): Zbigniew Sztandera, Ossolińskich 21, 35-328 Rzeszów.

COSMOS – kwarcowe wzorce 50 Hz do zegarów, zegary i moduły zegarowe w wersji LED 15 mm oraz LCD 17 mm (alarm, drzemka, timer). Informacje i zamówienia: Zakład Elektroniczny, inż. Henryk Gut, ul. Okrężna 43, 02-925 Warszawa.

Sprzedam podstawki pod układy scalone 14, 16, 28, 40-nóżkowe, mikroprocesor MCY 7880. Wojciech Ślebioda, ul. Pomorska 88 bl. DII/12, 85-051 Bydgoszcz.

PComputer. Jeżeli chcesz wiedzieć jak działa komputer – złóż go sam. Małe systemy komputerowe gotowe i do montażu, literatura, programowanie pamięci EPROM 2716 do 27128 – informacje i zamówienia: Zakład Elektroniczny, mgr inż. Jan Tomaszewicz, ul. Konewki 14, 02-490 Warszawa.

Sprzedam kompletną płytkę lub sam druk pamięci 16 kB dla ZX-81. Tadeusz Mazur, ul. Grodzka 7 m. 14, 50–115 Wrocław.

Kupię LA4420 lub zamienię na UL1621. Grzegorz Makowski, ul. Suwalska 14a/14, 11-500 Giżycko.

Transceivery, odbiorniki, konwertery i inne w formie zestawów. Katalog 80 zł. Oferuje: „Elektron" – M. Kempa, Rojów 49A, 63-500 Ostrzeszów.

Firma elektroniczna „ELEC-INDEPENDENT" wykona profesjonalne lokalizatory metali typu PI, VLS, Display, Monitor. Idealne dla archeologów, geologów i poszukiwaczy skarbów. Ceny umowne. Dla instytucji rachunki. Nie czekaj tylko dzwoń – zamawiaj – Jelenia Góra, tel. 233-92 w godz. 16-23 lub tel. 31-471 w godz. 16–22.

Przystawki VHF/UHF (kan. 1–60) do wszystkich telewizorów pozwalające wyeliminować bębnowy przełącznik kanałów poleca: „JAKSEL" 90-960 Łódź 11, skr. poczt. 103. Cena 5000 zł. Informacje – znaczki za 20 zł.

Pilnie sprzedam transceiver YAESU FT101Z z filtrem CW. Piotr Hoffmann, Szymanowskiego 20/8, 87–100 Toruń.

Wyświetlacze LED 18 mm, ICL 7106, mikrokomputer ZX81 sprzedam. Kupię dobry mechanizm magnetofonu kasetowego. Załączyć kopertę ze znaczkiem. Pietruszka, ul. Warszawska 6/35, 39-300 Mielec.

Sprzedam uniwersalny przyrząd K933, oscyloskop, wobulator 5–230 MHz (znaczniki przestrajane i kalibrowane kwarcem), generator w.cz. 18–230 MHz modulacja FM, AM i TV (całkowity sygnał TV kraty). Tadeusz Grabowski, ul. B. Chrobrego 81, m. 38, 25-607 Kielce, tel. 523-75 (po godz. 18).

Sprzedam obwód scalony AY-3-8610. Leszek Stępniak, ul. Krasiczyńska 5 m. 35, 03-379 Warszawa.

Sprzedam tanio różne części elektroniczne, krajowe i zagraniczne. Wysyłam spis po nadesłaniu koperty zaadresowanej zwrotnie. 32-200 Olkusz, skr. poczt. 34.

Kupię lub wymienię oprogramowanie na komputer COMMODORE VC-20. Przemysław Koziarski, ul. Pasieczna 4a/10, 45-087 Opole.

Sprzedam „Radioelektroniki" 1964 do 1979 oraz książki naprawy RTV. Jan Chabiera, ul. Komorska 4 m. 211, 04-161 Warszawa.

Firma NAPRAWY RADIOWE ul. Piwna 4, 00-265 Warszawa, tel. 31-64-57 poleca swoje usługi w zakresie napraw magnetofonów ARIA, DAMA PIK, 2405S oraz MARCIN. Gwarantujemy wysoką jakość wykonywanych usług. Zapraszamy.

Odbiór dalekich stacji telewizyjnych

Od dłuższego czasu otrzymujemy listy nt. odbioru emisji odległych stacji telewizyjnych (TV-DX), w których Czytelnicy proszą o zamieszczenie artykułów opisujących konstrukcję anten lub systemów antenowych, zapewniających jak najlepszy odbiór najodleglejsych stacji TV. Są i tacy Czytelnicy, którzy tematykę tego „TV-DX hobby" rozszerzają, interesując się również odbiorem odległych stacji UKF-FM.

Niestety nie udało się nam dotychczas pozyskać autora posiadającego niezbędne doświadczenie i wiedzę umożliwiającą mu opracowanie konkretnego rozwiązania czy rozwiązań, które byłyby pomocne zainteresowanym hobbistom, przynosząc oczekiwane efekty bez narażenia ich na straty materialne i rozczarowanie.

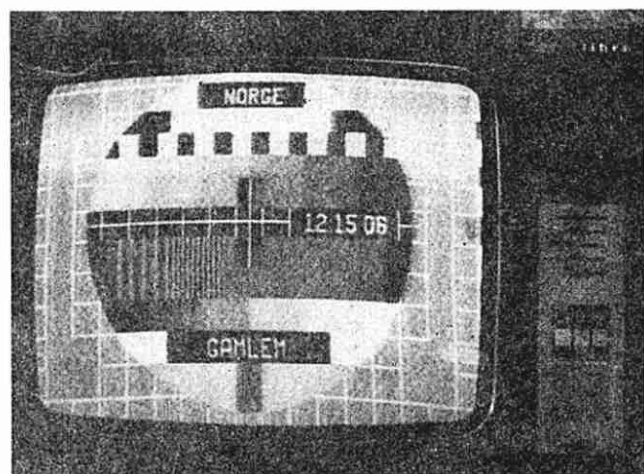
Ostatnio otrzymaliśmy list Czytelnika zamieszkałego w Czeladzi. Pan Tadeusz Sołtysik dzieli się z nami zdobytym w okresie 3 lat doświadczeniem i osiągnięciami w dziedzinie odbioru odległych stacji TV i UKF-FM, dokumentując uzyskane efekty licznymi fotografiami ekranu telewizora.

W przeświadczeniu, że treść listu zainteresuje wielu Czytelników, a wnioski autora przyczynią się do zmiany poglądu wielu z nich na stronę fizyczną odbioru emisji odległych stacji TV i UKF-FM, list publikujemy z niezbędnymi skrótami.

Pan Tadeusz Sołtysik pisze: „Od kilku lat interesuję się techniką antenową i propagacją fal metrowych i decymetrowych, a szczególnie odbiorem dalekich stacji TV i UKF-FM (w strefach powyżej 100 km od nadajnika). W latach 1982, 1983 i 1984 uzyskałem dość interesujące efekty w zakresie odbioru odległych stacji telewizyjnych i radiofonicznych UKF-FM, zarówno OIRT, jak i CCIR. Cechą charakterystyczną takiego odbioru jest jego występowanie z reguły na częstotliwościach 40...100 MHz, zazwyczaj w okresie kwiecień-wrzesień... W 1983 roku również uzyskiwałem odbiór odległych stacji TV. I tak np.:

2 lipca 1983 r. w godz. 10...15 – TV szwedzka – kanał 1;
3 lipca – godz. 10...17 – TV hiszpańska – kanał 2;
6 lipca – godz. 9...22 – TV hiszpańska – kanał 2 oraz liczne stacje UKF-FM-CCIR 88...100 MHz – najsilniej radio greckie;
7 lipca – godz. 8...17 – TV hiszpańska – kanał 1 i 2 (dwa nadajniki);
15 lipca – godz. 10...23 – TV włoska RAI – kanał 1;
16 lipca – godz. 9...12 – TV szwajcarska w kanale 1 i 2, a od 13...17 – 2 nadajniki hiszpańskie – w sobotę program TV hiszpańskiej zaczyna się o 13 naszego czasu letniego;
1 sierpnia – od godz. 11 – bardzo liczne stacje TV norweskiej i szwedzkiej, np. TV NORGE – stacje: MELHUS, GAMLEM, BREMANGER, KONGSBERG, BAGN, HEMNES, „przenikały" się w kanałach 1 i 2 z dwoma nadajnikami TV szwedzkiej – TV1 SVERICE; zanik Norwegii nastąpił ok. 17^{30}; po 17^{30} tylko TV szwedzka do 20^{00}; np. TV szwedzka i norweska zaczynają program w dni powszednie najczęściej o 18^{30} naszego czasu letniego;
5 sierpnia – od godz. 11 na przemian odbiór TV hiszpańskiej – stacja „La Muela 3" i TV norweskiej – na planszy kontrolnej napis „NORGE TELEVERKET" oraz TV radzieckiej – prawdopodobnie LWÓW – kanał 1 (początek programu o 12^{30} czasu letniego dziennikiem „Nowosti");
19 sierpnia 1983 r. – TV hiszpańska – plansza kontrolna okrągła z napisem RTE1 – bardzo silny sygnał. W tym dniu na M. Śródziemnym, na wysokości Krety słyszalny był w pasmie 66...73 MHz – program III Polskiego Radia, co potwierdza tezę o dwukierunkowości propagacji przez dukty jonosferyczne...

Najczęściej korzystam z fabrycznego wzmacniacza antenowego WA-2 na kanał 1 o wzmocnieniu 18 dB oraz anteny dachowej na wysokości ok. 10 m; w 1982 i 1983 r. stosowałem antenę 3-elementową na kanał 2, a w 1984 r. 3-elementową na UKF i 5-elementową z kanału 3. Anteny ustawiam na kierunek zachodni lub płn.-zach. Na wartość natężenia pola wysokość zawieszenia anteny nie ma większego wpływu. Doświadczenia z odbiorem, podobnie jak i zdjęcia wykonuję w miejscu zamieszkania, tj. w Czeladzi ok. 10 km na płn. od Katowic. Do odbioru używam OTV Libra lub Junost 402. Teren, na którym mieszkam, jest położony na wys. ok. 28 m npm. Największe problemy sprawia mi praca nadajnika I programu ČST z Ostrawy w kanale 1 ze względu na stosunkowo bliskie jej położenie w odległości ok. 75 km i znaczną moc nadajnika. Ponieważ odbiór odległych stacji TV występuje najczęściej tylko w kanałach 1 i 2, przy natężeniach pola rzędu kilku czy kilkunastu μV konieczne jest oprócz anteny zastosowanie wzmacniacza antenowego na kanał 1 lub 2 (np. stosując fabryczne wzmacniacze antenowe na kanał 1 i 2 wymiennie uzyskiwałem identyczne wzmocnienia; mimo zapewnienia producenta, iż są to tylko wzmacniacze wąskopasmowe na jeden dany kanał stwierdziłem, że mają znaczną bezwładność i dają dobre wzmocnienie również na UKF-FM i kanałach 3, 4, 5).



Fotografia ekranu odbiornika telewizyjnego, wykonana podczas odbioru staji norweskiej GAMLEM w dniu 1 sierpnia 1983 r. o godz. 12.15.

Gdy do odbioru wykorzystywałem wzmacniacz antenowy oraz antenę na kanał 1, to mimo ustawienia jej pod kątem 90° dla wyeliminowania Ostrawy wciąż uzyskiwałem jej odbiór w kanale 1 i zakłócenia interferencyjne w kanale 2. Doświadczalnie

Cd. na str. 32